



*Handwritten signature/initials*

#5  
14  
8.28.02

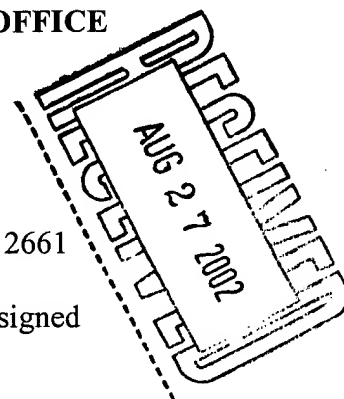
PATENT  
ATTORNEY DOCKET NO.: 054825-5001

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

In re Application of: )  
)  
Kazuo TSUBOUCHI et al. )  
)  
Application No.: 09/974,679 )  
)  
Filed: October 11, 2001 )  
)  
For: WIRELESS COMMUNICATION )  
NETWORK SYSTEM )

Group Art Unit: 2661

Examiner: Unassigned



Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

**RECEIVED**  
AUG 26 2002

Technology Center 2600

**CLAIM FOR PRIORITY**

Under the provisions of 35 U.S.C. §119, Applicants hereby claim the benefit of the filing date of **Japanese** Patent Application No. 2001-050751 filed February 26, 2001 for the above-identified United States Patent Application.

In support of Applicants' claim for priority, filed herewith is a certified copy of the Japanese application.

Respectfully submitted,

**MORGAN, LEWIS & BOCKIUS LLP**

*Handwritten signature of Robert J. Goodell*

Robert J. Goodell, Ph.D.  
Reg. No. 41,040

Dated: August 22, 2002

**Customer No. 009629**  
**MORGAN, LEWIS & BOCKIUS LLP**  
1111 Pennsylvania Avenue, N.W.  
Washington, D.C. 20004  
(202) 739-3000

PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

This is to certify that the annexed is  
a true copy of the following application as  
filed with this Office.

RECEIVED

AUG 26 2002

Technology Center 2600

Date of Application : February 26, 2001  
Application Number: Japanese Patent Application  
No. 2001-050751  
Applicant(s) : CLARION CO., Ltd.

September 14, 2001

Commissioner,  
Japanese Patent Office

**K O Z O O I K A W A**

Certificate No.2001-3085418



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 2月26日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-050751

出 願 人

applicant(s):

クラリオン株式会社

RECEIVED

AUG 26 2002

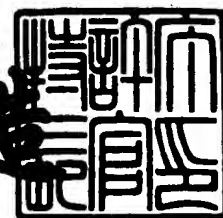
Technology Center 2600

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2001年 9月14日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



【書類名】 特許願

【整理番号】 14253

【特記事項】 特許法第30条第1項の規定の適用を受けようとする特  
許出願

【提出日】 平成13年 2月26日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 13/00

【発明者】

    【住所又は居所】 宮城県仙台市太白区人來田2丁目30-38

    【氏名】 坪内 和夫

【発明者】

    【住所又は居所】 宮城県仙台市若林区表柴田町44-2-401

    【氏名】 中瀬 博之

【発明者】

    【住所又は居所】 宮城県仙台市太白区八木山本町1-1-6-305

    【氏名】 亀田 卓

【特許出願人】

    【識別番号】 000001487

    【氏名又は名称】 クラリオン株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100082670

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 西脇 民雄

【選任した代理人】

    【識別番号】 100114454

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 西村 公芳

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 007995

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9805133

【包括委任状番号】 0011702

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 無線通信ネットワークシステム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数の基地局と複数の移動局とからなるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムにおいて、

前記基地局間を無線通信によって接続することを特徴とする無線通信ネットワークシステム。

【請求項 2】 前記基地局間を接続するための無線通信方式が OFDM による通信方式であることを特徴とする請求項 1 に記載の無線ネットワークシステム。

【請求項 3】 前記基地局間を接続するための無線通信方式が AS-CDMA による通信方式であることを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 4】 前記基地局と前記移動局との通信がパケット CDMA であることを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 5】 前記パケット CDMA による通信方式のパケットは、その一フレームがバーカーコードからなるプリアンブルブロックと互いに直交する M 系列コードからなる情報ブロックとからなることを特徴とする請求項 2 又は請求項 3 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 6】 前記基地局間と前記移動局間との通信は、ダウンリンク及びアップリンク共にマルチコード伝送方式であることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 5 のいずれか 1 項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 7】 前記マルチコード伝送方式は、送信の際にデータを複数の異なる直交拡散符号に割り当て、各直交符号が割り当てられたデータを同時に合成して 1 個の情報ブロックを構成し、プリアンブルブロックの後に前記情報ブロックを接続して 1 フレームを構成してなることを特徴とする請求項 6 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 8】 前記マルチコード伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に前記拡散符号を逆拡散し、各拡散符号に基づくデータを復調して

各データを合成することにより全体のデータを復調とすることを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 9】 前記基地局と前記移動局との通信が、ダウンリンク、アップリンク共に M-array 伝送方式であることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 5 のいずれか 1 項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 10】 前記 M-array 伝送方式は、送信の際にデータを分割して各データごとに直交拡散符号を割り当て、各拡散符号を時間順に選択して合成することによって情報ブロックを構成し、当該情報ブロックをプリアンブルブロックの後に接続して 1 フレームを構成してなることを特徴とする請求項 9 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 11】 前記 M-array 伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に、同期信号に基づいて使用する拡散符号の個数に相当する個数の逆拡散符号を発生させて、前記情報ブロックに含まれる各拡散符号を逆拡散させた後、積分回路を通して、各積分回路の積分値を比較することによりデータを復調することを特徴とする請求項 10 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 12】 前記基地局と前記移動局との通信は、アップリンクの際に、パケット構成の近似同期 CDMA 方式を用い、前記パケットは同期ブロックと情報ブロックとを順に並べた 1 フレームからなり、前記情報ブロックは近似同期 CDMA 符号であることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれか 1 項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 13】 前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、プリアンブル部に位相情報をのせ、該位相情報によって前記セル情報を提供することを特徴とする請求項 12 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 14】 前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、前記プリアンブル部の位相情報を基準位相として絶対位相を検出し、逆拡散後の位相補正と周波数オフセット補正とを行って、絶対同期検波により前記データの復調を行うことを特徴とする請求項 13 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 1 5】 前記基地局はその受信部でアップリンクの相関をとり、その後受信タイミングを検出し、該受信タイミングが最適になる時間を算出し、最適時間をタイミング制御情報としてダウンリンクのフレームに埋め込んで送信することを特徴とする請求項 1 ないし請求項 1 4 のいずれか 1 項に記載の無線通信ネットワークシステム。

【請求項 1 6】 前記移動局は、ダウンリンクの受信部でプリアンブル拡散符号を検出して拡散符号の同期を確立し、次いで拡散符号を逆拡散した後、積分回路を通してデータを復調し、その後に受信フレームに埋め込まれた送信タイミング制御情報を抽出し、該送信タイミング制御情報に基づいて逆拡散符号のチップタイミングを制御してアップリンクとして送信することを特徴とする請求項 1 5 に記載の無線通信ネットワークシステム。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、複数の基地局と複数の移動局とから構成されるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムに関するものである。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

近年、通信技術の進歩に伴う新しいデータ通信方式として、スペクトル拡散方式による通信方式が研究されつつ実用化されつつある。このスペクトル拡散方式による通信方式は、発信側の携帯電話等の通信端末により音声信号等をスペクトル拡散により変調してデータ化して、無線信号としてアンテナから発信する一方、受信側の端末でデータを復調して通話等を行うものである。

【0 0 0 3】

ところで、近未来の情報化社会は、データベース等の情報源、情報を利用するユーザー、及び情報伝送を行う通信回線から構成され、その近未来に通信ネットワークは、大容量の伝送路による有線ネットワークと、ユーザーが音声、画像、データ等の情報を「いつでも、どこでも、誰とでも」相互に授受の可能な携帯端末装置による無線ネットワークとから構成されると想定されており、徐々にこの



構想が実現化されつつある。

【 0 0 0 4 】

現実には、その有線ネットワークには、光ファイバ、同軸ケーブル等が使用され、I S D N、インターネットに代表されるコンピュータネットワークとしてその発展、普及が著しいものがある。この有線ネットワークの特徴は、信頼性が高く、大容量伝送が可能である。

【 0 0 0 5 】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、その有線ネットワークの構築にあたっては、ケーブルの施設が必要であり、そのためのスペースを確保しなければならず、また、コストがかかるという不具合がある。

【 0 0 0 6 】

例えば、携帯電話、P H S等の移動局の無線通信ネットワークシステムでは、基地局を平均して数K mごとに設置し、基地局と基地局間とは有線で接続し、基地局の電波の届く範囲内では、移動局と基地局との間を無線で交信する構成となっている。

【 0 0 0 7 】

このため、基地局を施設するための敷地等を確保する必要があると共にケーブルを施設しなければならず、コストがかかるという問題点がある。

【 0 0 0 8 】

本発明は、上記の事情に鑑みて為されたもので、基地局間を無線により回線を確立して、基地局の配置のフレキシビリティを向上させ、もって低コストの通信網を構築することのできるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムを提供することを目的とする。

【 0 0 0 9 】

【課題を解決するための手段】

請求項1に記載の発明は、複数の基地局と複数の移動局とからなるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムにおいて、前記基地局間を無線通信によって接続することを特徴とする。

【 0 0 1 0 】

請求項 2 に記載の発明は、前記基地局間を接続するための無線通信方式が OFDM による通信方式であることを特徴とする。

【 0 0 1 1 】

請求項 3 に記載の発明は、前記基地局間を接続するための無線通信方式がパケット CDMA による通信方式であることを特徴とする。

【 0 0 1 2 】

請求項 4 に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信が AS-CDMA であることを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

請求項 5 に記載の発明は、前記パケット CDMA による通信方式のパケットは、その一フレームがバーカーコードからなるプリアンブルブロックと互いに直交する M 系列コードからなる情報ブロックとからなることを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

請求項 6 に記載の発明は、前記基地局間と前記移動局間との通信は、ダウンリンク及びアップリンク共にマルチコード伝送方式であることを特徴とする。

【 0 0 1 5 】

請求項 7 に記載の発明は、前記マルチコード伝送方式は、送信の際にデータを複数の異なる直交拡散符号に割り当て、各直交符号が割り当てられたデータを同時に合成して 1 個の情報ブロックを構成し、プリアンブルブロックの後に前記情報ブロックを接続して 1 フレームを構成してなることを特徴とする。

【 0 0 1 6 】

請求項 8 に記載の発明は、前記マルチコード伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に前記拡散符号を逆拡散し、各拡散符号に基づくデータを復調して各データを合成することにより全体のデータを復調とすることを特徴とする。

【 0 0 1 7 】

請求項 1 ないし請求項 8 に記載の発明によれば、基地局間を無線により回線を

確立することができるので、基地局の配置のフレキシビリティが向上し、もって低コストの通信網を構築することができる。

【 0 0 1 8 】

請求項 9 に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信が、ダウンリンク、アップリンク共に M-array 伝送方式であることを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

請求項 1 0 に記載の発明は、前記 M-array 伝送方式は、送信の際にデータを分割して各データごとに直交拡散符号を割り当て、各拡散符号を時間順に選択して合成することによって情報ブロックを構成し、当該情報ブロックをプリアンブルブロックの後に接続して 1 フレームを構成してなることを特徴とする。

【 0 0 2 0 】

請求項 1 1 に記載の発明は、前記 M-array 伝送方式は、受信の際に前記プリアンブルの検出によって前記情報ブロックを検出し、該情報ブロックに含まれる各拡散符号の同期確立後に、同期信号に基づいて使用する拡散符号の個数に相当する個数の逆拡散符号を発生させて、前記情報ブロックに含まれる各拡散符号を逆拡散させた後、積分回路を通して、各積分回路の積分値を比較することによりデータを復調することを特徴とする。

【 0 0 2 1 】

請求項 1 0、請求項 1 1 に記載の発明によれば、伝送速度が向上する。

【 0 0 2 2 】

請求項 1 2 に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信は、アップリンクの際に、パケット構成の近似同期 CDMA 方式を用い、前記パケットは同期ブロックと情報ブロックとを順に並べた 1 フレームからなり、前記情報ブロックは近似同期 CDMA 符号であることを特徴とする。

【 0 0 2 3 】

請求項 1 2 に記載の発明によれば、近似同期 CDMA をショートコードのマッチドフィルタとスライディング相関器とによって構成でき、低消費電力化が可能である。

【 0 0 2 4 】

請求項 1 3 に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、プリアンブル部に位相情報をのせ、該位相情報によって前記セル情報を提供することを特徴とする。

## 【 0 0 2 5 】

請求項 1 3 に記載の発明によれば、伝送効率の向上を図ることができる。

## 【 0 0 2 6 】

請求項 1 4 に記載の発明は、前記基地局と前記移動局との通信は、ダウンリンクの際に、前記プリアンブル部の位相情報を基準位相として絶対位相を検出し、逆拡散後の位相補正と周波数オフセット補正とを行って、絶対同期検波により前記データの復調を行うことを特徴とする。

## 【 0 0 2 7 】

請求項 1 4 に記載の発明によれば、復調効率を向上させるため、伝送に必要な 1 ビット当たりのエネルギー ( $E_b$ ) / 1 Hz 当たりの雑音電力 ( $N_0$ ) を低減することが可能である。

## 【 0 0 2 8 】

請求項 1 5 に記載の発明は、前記基地局はその受信部でアップリンクの相関をとり、その後に受信タイミングを検出し、該受信タイミングが最適になる時間を算出し、最適時間をタイミング制御情報としてダウンリンクのフレームに埋め込んで送信することを特徴とする。

## 【 0 0 2 9 】

請求項 1 6 に記載の発明は、前記移動局は、ダウンリンクの受信部でプリアンブル拡散符号を検出して拡散符号の同期を確立し、次いで拡散符号を逆拡散した後、積分回路を通してデータを復調し、その後に受信フレームに埋め込まれた送信タイミング制御情報を抽出し、該送信タイミング制御情報に基づいて逆拡散符号のチップタイミングを制御してアップリンクとして送信することを特徴とする。

## 【 0 0 3 0 】

請求項 1 5、請求項 1 6 に記載の発明によれば、ダウンリンクにアップリンクのタイミング制御情報を埋め込み、アップリンクの送信タイミングを制御できる

ので、近似同期CDMAの近似同期期間の短縮を図ることが可能で、伝送速度の向上、チャンネル数の増大を見込むことができる。

## 【0031】

## 【発明の実施の形態】

## （発明の実施の形態1）

図1はセルラー方式の無線通信方式のある基地局1のブロック回路図を示すものである。この基地局1は半径 $r$ のセル2内に存在する $N$ 個の移動局（携帯電話、PHS、ノート型パーソナルコンピュータ等の通信端末） $\#i$ （ $i$ は1から $N$ までの整数）との通信をカバーするものとする。

## 【0032】

基地局1と移動局 $\#i$ とは従来から電波を介して通信が確立されており、その通信方式には、例えばスペクトル拡散方式がある。

## 【0033】

各基地局1は、データフロー制御装置3、 $N$ 個の一对のOFDM送信装置4 $\#i$ （ $i=1, 2, \dots, N$ ）、OFDM受信装置5 $\#i$ と、1個の packets CDMA送信装置6と、 $N$ 個のAS-CDMA受信装置7 $\#i$ と、分配器8と、TDD切り替えスイッチ9とを有する。

## 【0034】

各OFDM送信装置4 $\#i$ はセル間送信アンテナ10 $\#i$ を有し、各OFDM受信装置5 $\#i$ はセル間受信アンテナ11 $\#i$ を有する。TDD切り替えスイッチ9はセル内送受信アンテナ12に接続されている。データフロー制御装置3は、各OFDM送信装置4 $\#i$ 、各OFDM受信装置5 $\#i$ 、各AS-CDMA受信装置7 $\#i$ 、 packets CDMA送信装置6に接続されている。各AS-CDMA受信装置7 $\#i$ は、分配器8を介してTDD切り替えスイッチ9に接続されている。TDD切り替えスイッチ9は、セル内送受信アンテナ12を分配器8と packets CDMA送信装置6との間での接続を切り替える機能を有する。これによって、アップリンク（移動局 $\#i$ から基地局1への送信）とダウンリンク（基地局1から移動局 $\#i$ への送信）との間で送信が切り替えられる。

## 【0035】

データフロー制御装置 3 は、OFDM 送信装置 4 #  $i$ 、OFDM 受信装置 5 #  $i$ 、パケット CDMA 送信装置 6、AS-CDMA 受信装置 7 #  $i$  の制御を行うもので、自己の基地局の移動局から他の基地局の移動局への送信であるのか、他の基地局の移動局から自己の基地局内の移動局への受信であるのか、自己の基地局内の移動局同士の通信であるのか、他の基地局の移動局と他の基地局の移動局との間での中継であるのかを判断する。パケット CDMA 送信装置 6 は後述するパケットを形成する役割を果たす。

## 【 0 0 3 6 】

分配器 8 はセル内送受信アンテナ 1 2 で受信されたデータを各 AS-CDMA 受信装置 7 #  $i$  に分配する役割を有する。

## 【 0 0 3 7 】

ここで、OFDM とは、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) の意味であり、送信側で OFDM 変調によりデータを変調して送信し、受信側でデータを復調する方式をいい、伝送するデジタルデータを互いに直交する多数の搬送波 (サブキャリア) に分散して各サブキャリアを変調する方式である。

## 【 0 0 3 8 】

ここで、CDMA とは、符号分割多重接続 (Code Division Multiple Access) の意味で、移動局 #  $i$  毎に異なる符号を割り当て、スペクトル拡散技術によって、各移動局 #  $i$  が同時に同じ周波数帯域を利用できるようにした方式である。また、パケットとは、デジタル通信で用いられている通常のパケットの意味で使用している。

## 【 0 0 3 9 】

また、TDD とは時分割多重 (Time Division Duplex) の意味で、移動体通信システムでの基地局 1 と移動局 #  $i$  との間での双方向通信方式の一つで、アップリンク (上り回線) とダウンリンク (下り回線) とに同じ周波数の電波を使用する方式をいう。

## 【 0 0 4 0 】

そのパケット CDMA のパケットの 1 フレーム 1 5 は、図 2 に示すように、プ

リアンブルブロック 1 3 と情報ブロック 1 4 とからなる。

【 0 0 4 1 】

ここで、プリアンブルブロック 1 3 とは直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むコードブロックであり、移動局 # i 側での同期確立に用いられ、各移動局 # i で共通の符号が用いられる。情報ブロック 1 4 とは情報がコード化されたブロックである。

【 0 0 4 2 】

ここでは、プリアンブルブロック 1 3 にはバーカーコードが用いられ、そのチップレートは例えば 2 2 M c p s であり、プリアンブルブロック 1 3 は例えば 1 1 チップから構成される。情報ブロック 1 4 は直交 M 系列コードが用いられ、そのチップレートは例えば 1 1 M c p s であり、その N チャンネルは各移動局 # i にそれぞれ割り当てられている。

【 0 0 4 3 】

その 1 フレーム 1 5 はプリアンブルブロック 1 3 の例えば 1 0 シンボルと情報ブロック 1 4 の例えば 5 1 1 シンボルとからなり、情報ブロック 1 4 は N チャンネルから構成されている。各情報シンボル 1 7 は例えば 6 4 チップからなり、1 シンボル 1 ビット変調方式の場合、5 1 1 ビットの情報を送信することが可能である。

【 0 0 4 4 】

このパケット CDMA 送信装置 6 は各チャンネルの情報を算術加算して、基地局 1 内の各移動局 # i に送信できるようになっている。

【 0 0 4 5 】

A S - C D M A とは近似同期 C D M A をいい、例えば、図 3 に示すように、近似同期 C D M A の 1 フレーム 1 8 は同期ブロック 1 9 と情報ブロック 2 0 とからなっている。この近似同期 C D M A は移動局 # i から基地局 1 への送信の際に使用される。

【 0 0 4 6 】

同期ブロック 1 9、情報ブロック 2 0 の 1 シンボル 2 1、2 2 は例えば 1 6 チップ単位の同一符号の 4 回の繰り返しからなり、1 6 チップを符号 A で示す。そ

のプリアンブルブロック 19 の各シンボル 21 は変調をかけずに送信され、情報ブロック 20 の各シンボル 22 は変調をかけて送信される。

## 【0047】

この近似同期CDMAは、フーリエ変換して周波数成分を抽出したときに、同じ符号を使っているにもかかわらず周波数が重ならないようにすることができ、アップリンクの際に基地局 1 側で受信コードの論理積をとったときに、基地局内の他の移動局 #  $i$  と交信中でも混信が起これないように AS-CDMA 受信装置 7 を製作できる。

## 【0048】

この発明の実施の形態 1 では、図 1 に示すように、基地局 1 内の移動局 #  $i$  から他の基地局の移動局に例えば電話をかける場合には、基地局 1 内の移動局 #  $i$  から送信された電波がその移動局 #  $i$  を管轄するセル 2 内の送受信アンテナ 12 に受信される。

## 【0049】

TDD 切り替え装置 11 は受信した電波が送信であるのか受信であるのかを判断し、基地局 1 内の移動局 #  $i$  からの送信（アップリンク）であるときには、セル内送受信アンテナ 12 に分配器 8 を接続する。分配器 8 はセル内送受信アンテナ 12 で受信した情報を各 AS-CDMA 受信装置 7 #  $i$  に分配する。ここでは、 $i$  番目の移動局 #  $i$  からの情報であるので、 $i$  番目の AS-CDMA 装置 #  $i$  に分配器 8 からの情報が入力される。

## 【0050】

AS-CDMA 受信装置 7 #  $i$  は受信した情報を復調して、データフロー制御装置 3 に出力する。データフロー制御装置 3 は他の基地局に存在する移動局との間での各 OFDM 送信装置 4 #  $i$  にその情報を出力する。

## 【0051】

各 OFDM 送信装置 4 #  $i$  はその情報を OFDM 変調方式に基づいて変調し、各セル間送信アンテナ 10 #  $i$  から相手先である他の基地局のセル内の移動局 #  $j$  に情報を無線電波に載せて送信する。相手先である基地局のセル間受信アンテナ 11 #  $j$  は、その OFDM 変調方式で変調された情報を受信して各 OFDM 受信



装置 5 # $i$  に出力し、各 OFDM 受信装置 5 # $i$  は OFDM 変調方式で変調された情報を検波し、データフロー制御装置 3 に出力する。データフロー制御装置 3 は自己の基地局のセル内に存在する移動局の場合には、その情報をパケット CDMA 送信装置 6 に向かって出力する。データフロー制御装置 3 は他の基地局に存在する移動局の場合には、他の基地局への送信を行うための処理を行う。

## 【0052】

パケット CDMA 送信装置 6 はその情報に基づいてパケット CDMA の 1 フレーム 15 を作成し、TDD 切り替えスイッチ 9 に出力する。TDD 切り替えスイッチ 9 は、基地局から移動局への送信（ダウンリンク）であるので、パケット CDMA 送信装置 6 をセル内送受信アンテナ 12 に接続する。

## 【0053】

ここでは、他の基地局に存在するある移動局と図 1 に示す移動局 #1 との間で通信を行うものとして説明する。なお、残りの移動局 #3 ~ #N も同時通信中であるとする。

（パケット CDMA 送信装置 6 の第 1 の構成例）

このパケット CDMA 送信装置 6 は、ここでは、図 4 に示すように、1 番目の移動局 #1 に二つのチャンネル #1、#2 を使って同時に情報を送信する構成とされている。

## 【0054】

データフロー制御装置 3 から送られて来た情報は、データフロー制御装置 3 によって、データ分配装置 23、情報伝送拡散符号発生装置 24 # $i$  ( $i = 3 \sim N$ ) に分配される。データ分配装置 23 は送られて来た情報を二つのチャンネル #1、#2 を使って同時に送信するために情報を二つに分割する役割を有する。

## 【0055】

その情報の前段部分は、情報伝送拡散符号発生装置 24 # $1$  に入力され、その情報の後段部分は、情報伝送拡散符号発生装置 24 # $2$  に入力され、残余の移動局に対する情報はそれぞれ対応する情報伝送拡散符号発生装置 24 # $i$  ( $i = 3, \dots, N$ ) に入力される。

## 【0056】

各情報伝送拡散符号発生装置24# $i$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) は、情報の例えば1ビットを例えば64チップの直交拡散符号(M系列コード)に割り当て、情報伝送拡散符号データを生成する。この情報伝送拡散符号データは拡散符号合成装置26に入力される。

その情報伝送拡散データを $C\#_i$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) とする。

## 【0057】

拡散符号合成装置26は、Nチャンネル分の情報伝送拡散符号データを算術加算して511シンボルの情報ブロック14を構成する。その算術加算データを $SUM_j$  ( $j=1, 2, \dots, 511$ ) とする。

$SUM_j = (C\#_1 + C\#_2 + \dots + C\#_i + \dots + C\#_N)_j$  である。

## 【0058】

その算術加算データ $SUM_j$ はプリアンプル拡散符号発生装置27の出力と共に拡散符号選択装置28に入力される。

## 【0059】

プリアンプル拡散符号発生装置27は10シンボルのバーカーコードからなるプリアンプルブロック13を生成する。拡散符号選択装置28はフレーム構成制御装置29によって制御され、拡散符号選択装置28はプリアンプルブロック13のデータと情報ブロック14のデータとを合成して、1フレーム15を構成する。この1フレームからなるデータはTDD切り替えスイッチ9を介してD/Aコンバータ30に出力される。D/Aコンバータ30はそのデータをデジタルアナログ変換し、そのアナログ信号はRF・IF回路31に入力される。

## 【0060】

RF・IF回路31はそのアナログ信号を周波数変調し、そのアナログ信号はセル内送受信アンテナ12から基地局1のセル2内の各移動局# $i$  ( $i=1, 3, \dots, N$ ) に向けて送信(ダウンリンク)される。

## 【0061】

基地局1のセル2内に存在する各移動局#1、#3、…# $i$ 、…、#Nには、情報ブロック14の先頭F(図2参照)が揃った情報が受信される。これをマル

チコード伝送という。

【0062】

なお、ここでは、移動局#2に対応するチャンネルを移動局#1の情報の送信に利用しているので、移動局#2は無視するものとする。すなわち、基地局1が管理する移動局の個数は $N-1$ 個となる。

(移動局#1の受信装置の第1の構成例)

図5は図4に示すパケットCDMA送信装置6に対応する移動局#1の受信装置の構成を示すものである。

【0063】

この図5において、32は移動局#1の送受信アンテナを示している。RF・IF回路33は基地局1から到来した電波を検波し、アナログ信号をA/Dコンバータ34に出力する。A/Dコンバータ34はそのアナログ信号をデジタル変換し、情報データに変換する。

【0064】

その情報データはプリアンプル拡散符号検出装置35、逆拡散装置36#<sub>1</sub>、36#<sub>2</sub>に入力される。プリアンプル符号検出装置35はバーカーコードを検出し、バーカーコードデータを拡散符号同期確立装置37に出力する。

【0065】

拡散符号同期確立装置37はプリアンプルブロック13に基づいて同期信号を生成する。その同期信号は情報伝送拡散符号発生装置38#<sub>1</sub>、38#<sub>2</sub>に入力される。

【0066】

情報伝送拡散符号発生装置38#<sub>1</sub>、38#<sub>2</sub>は情報伝送拡散符号データを発生し、情報伝送拡散符号データを逆拡散装置36#<sub>1</sub>、36#<sub>2</sub>に出力する。逆拡散装置36#<sub>1</sub>、36#<sub>2</sub>は論理積を演算する機能を有する。

【0067】

情報伝送拡散符号には、自己の値の論理積をとると「自己の値の自乗( $C\#_i \times C\#_i$ )」、自己の値と他の値との論理積をとると「 $C\#_i \times C\#_k = 0$  (ただし、 $i \neq k$ )」になる符号が用いられている。

## 【0068】

従って、その算術加算データ  $SUM_j = (C\#_1 + C\#_2 + \dots + C\#_i + \dots + C\#_N)_j$  と  $C\#_1$  との論理積をとると  $C\#_1 \times C\#_1$  が得られ、算術加算データ  $SUM_j = (C\#_1 + C\#_2 + \dots + C\#_i + \dots + C\#_N)_j$  と  $C\#_2$  との論理積をとると、 $C\#_2 \times C\#_2$  が得られる。

## 【0069】

よって、逆拡散装置  $36\#_1$ 、 $36\#_2$  は論理積データ  $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$  をそれぞれ出力する。1フレーム15の情報シンボル17は  $j = 511$  であるので、511個の論理積データ  $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$  が出力される。

## 【0070】

この論理積データ  $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$  はそれぞれデータ復調装置  $39\#_1$ 、 $39\#_2$  に入力される。その各データ復調装置  $39\#_1$ 、 $39\#_2$  はその論理積信号  $C\#_1 \times C\#_1$ 、 $C\#_2 \times C\#_2$  に基づきデータを復調する。その復調データはデータ合成装置40に入力され、データ合成装置40は基地局1での送信の際に二つに分割された元のデータに合成し、上位のアプリケーション層41に引き渡す。上位のアプリケーション層41はそのデータの内容に基づき適宜の処理をする。

## 【0071】

図4に示す基地局1の packets CDMA送信装置6と図5に示す移動局#1とを用いれば、基地局1から移動局#1へのダウンリンクの際、一度に二倍の情報を移動局#1へ送信でき、高速伝送が実現可能である。従って、1シンボル1ビット変調方式の場合、1022ビットの情報を基地局1から移動局#1に送信できることになる。

(パケットCDMA送信装置6の第2の構成例)

図6はパケットCDMA送信装置6の第二例を示すブロック回路図であって、ここでは、4チャンネルを使って移動局#1に情報を伝送する例が示されている。

## 【0072】

情報伝送拡散符号発生装置  $24\#_1$  は2ビットデータの「00」に対応され、

情報伝送拡散符号発生装置 2 4 #<sub>2</sub> はデータの「0 1」に対応され、情報伝送拡散符号発生装置 2 4 #<sub>3</sub> はデータの「1 0」に対応され、情報伝送拡散符号発生装置 2 4 #<sub>4</sub> は、データの「1 1」に対応されている。

## 【 0 0 7 3 】

その各情報伝送拡散符号発生装置 2 4 #<sub>1</sub> ~ 2 4 #<sub>4</sub> は各 2 ビットデータに対応した情報伝送拡散符号データを生成し、その情報伝送拡散符号データは拡散符号選択装置 3 2 に入力される。拡散符号選択装置 3 2 にはデータフロー制御装置 3 からデータが入力され、データの「+、-」、「0 0」、「0 1」、「1 0」、「1 1」に応じて、どの情報伝送拡散符号データ（直交拡散符号）を時間順に対応させるかを決定する。

## 【 0 0 7 4 】

その拡散符号選択装置 3 2 により選択された情報伝送拡散符号データは拡散符号合成装置 2 6 に入力される。5 チャンネル目以降の情報伝送拡散符号発生装置 2 4 #<sub>5</sub>、…、2 4 #<sub>i</sub>、…、2 4 #<sub>N</sub> は移動局 # 5 ~ # N に割り当てられる。

## 【 0 0 7 5 】

その各情報伝送拡散符号データは拡散符号合成装置 2 6 に入力され、拡散符号合成装置 2 6 は 5 1 1 個の算術加算データ  $SUM_j$  からなる情報ブロック 1 4 を出力する。その算術加算データ  $SUM_j$  は拡散符号選択装置 2 8 に入力される。

## 【 0 0 7 6 】

拡散符号選択装置 2 8 はフレーム構成制御装置 2 9 の制御によってプリアンブルブロック 1 3 のデータと情報ブロック 1 4 のデータとを合成して 1 フレーム 1 5 を構成する。この 1 フレームからなるデータは TDD 切り替えスイッチ 9 を介して D/A コンバータ 3 0 に出力される。D/A コンバータ 3 0 はそのデータをデジタルアナログ変換し、そのアナログ信号は RF・IF 回路 3 1 に入力される。

## 【 0 0 7 7 】

RF・IF 回路 3 1 はそのアナログ信号を周波数変調し、そのアナログ信号はセル内送受信アンテナ 1 2 から基地局 1 のセル 2 内の各移動局 # i ( i = 1、5、…、N ) に向けて送信（ダウンリンク）される。

## 【 0 0 7 8 】

基地局 1 のセル 2 内に存在する各移動局 # 1、# 5、… # i、…、# N には、情報ブロック 1 4 の先頭 F が揃った情報が受信される。これを M-array 伝送という。

## 【 0 0 7 9 】

ここでは、4 チャンネルが移動局 # 1 に割り当てられるので、基地局 1 が管理する移動局の個数は  $N - 4$  個である。

## 【 0 0 8 0 】

また、情報伝送拡散符号発生装置 3 8 #<sub>1</sub> ~ 3 8 #<sub>4</sub> は、位相変調に B P S K を用いた場合 3 ビット、Q P S K を用いた場合 4 ビット、多値変調の場合はもっと多くのビットに対応されているので、1 フレーム 1 5 の情報ブロック 1 4 が 5 1 1 シンボルの場合、位相変調に B P S K を用いた時は  $1 2 \times 5 1 1$  ビットのデータを一度にダウンリンクさせることができることになる。

(移動局 # 1 の第 2 の構成例)

図 7 は図 6 に示すパケット C D M A 送信装置 6 に対応する移動局 # 1 の受信装置の構成を示すものである。

## 【 0 0 8 1 】

R F ・ I F 回路 3 3 は基地局 1 から到来した電波を検波し、アナログ信号を A / D コンバータ 3 4 に出力する。A / D コンバータ 3 4 はそのアナログ信号をデジタル変換し、データに変換する。

## 【 0 0 8 2 】

そのデータはプリアンブル拡散符号検出装置 3 5、逆拡散装置 3 6 #<sub>1</sub>、3 6 #<sub>2</sub>、3 6 #<sub>3</sub>、3 6 #<sub>4</sub> に入力される。プリアンブル符号検出装置 3 5 はバーカーコードを検出し、バーカーコードデータを拡散符号同期確立装置 3 7 に出力する。

## 【 0 0 8 3 】

拡散符号同期確立装置 3 7 はプリアンブルブロック 1 3 に基づいて同期信号を生成する。その同期信号は情報伝送拡散符号発生装置 3 8 #<sub>1</sub>、3 8 #<sub>2</sub>、3 8 #<sub>3</sub>、3 8 #<sub>4</sub> に入力される。

## 【0084】

情報伝送拡散符号発生装置38#<sub>1</sub>、38#<sub>2</sub>、38#<sub>3</sub>、38#<sub>4</sub>は情報伝送拡散符号データを発生し、情報伝送拡散符号データを逆拡散装置36#<sub>1</sub>、36#<sub>2</sub>、36#<sub>3</sub>、36#<sub>4</sub>に出力する。逆拡散装置36#<sub>1</sub>、36#<sub>2</sub>、36#<sub>3</sub>、36#<sub>4</sub>は論理積を演算する機能を有する。

## 【0085】

逆拡散装置36#<sub>1</sub>、36#<sub>2</sub>、36#<sub>3</sub>、36#<sub>4</sub>は論理積データC#<sub>1</sub>×C#<sub>1</sub>、C#<sub>2</sub>×C#<sub>2</sub>、C#<sub>3</sub>×C#<sub>3</sub>、C#<sub>4</sub>×C#<sub>4</sub>をそれぞれ出力する。1フレーム15の情報シンボル17はj=511であるので、511個の論理積データC#<sub>1</sub>×C#<sub>1</sub>、C#<sub>2</sub>×C#<sub>2</sub>、C#<sub>3</sub>×C#<sub>3</sub>、C#<sub>4</sub>×C#<sub>4</sub>が出力される。

## 【0086】

この論理積データC#<sub>1</sub>×C#<sub>1</sub>、C#<sub>2</sub>×C#<sub>2</sub>、C#<sub>3</sub>×C#<sub>3</sub>、C#<sub>4</sub>×C#<sub>4</sub>はそれぞれ積分回路42#<sub>1</sub>、42#<sub>2</sub>、42#<sub>3</sub>、42#<sub>4</sub>に入力される。その各積分回路42#<sub>1</sub>、42#<sub>2</sub>、42#<sub>3</sub>、42#<sub>4</sub>は論理積データC#<sub>1</sub>×C#<sub>1</sub>、C#<sub>2</sub>×C#<sub>2</sub>、C#<sub>3</sub>×C#<sub>3</sub>、C#<sub>4</sub>×C#<sub>4</sub>に基づき積分して積分信号を出力する。

## 【0087】

その各積分信号は積分値比較装置43に入力されている。積分値比較装置43にはテーブルが準備され、そのテーブルには2ビットデータと積分ピーク値との対応がつけられている。

## 【0088】

2ビットデータ「00」は積分ピーク値P1に対応され、2ビットデータ「01」は積分ピーク値P2に対応され、2ビットデータ「10」は積分ピーク値P3に対応され、2ビットデータ「11」は積分ピーク値P4に対応され、積分値比較装置43は入力された積分信号のピーク値がピーク値P1～P4のいずれかによって、そのピーク値に対応する2ビットデータをデータ復調装置44に出力する。データ復調装置44は2ビットデータの符号の「+」、「-」を判別し、符号を含めて3ビット一組のデータを上位アプリケーション層41に出力する。

## 【0089】

図 6 に示す基地局 1 のパケット C D M A 送信装置 6 と図 7 に示す移動局 # 1 とを用いれば、基地局 1 から移動局 # 1 へのダウンリンクの際、一度に 1 2 倍の情報を移動局 # 1 へ送信でき、より一層高速伝送が実現可能である。従って、1 シンボル 1 ビット変調方式の場合、6 1 3 2 ビットの情報を基地局 1 から移動局 # 1 に送信できることになる。

(パケット C D M A 送信装置 6 の第 3 の構成例)

図 8 はパケット C D M A 送信装置 6 の第三の構成例を示す説明図であって、ここでは、図 9 に示すプリアンブルブロック 1 3 に「+」、「-」の変調をかけて、プリアンブルブロックに各移動局 # 1、# 5 ~ # N に共通のデータを送信することにしたものである。

【 0 0 9 0 】

ここでは、パケット C D M A 送信装置 6 はセル情報記憶装置 4 5 を有する。セル情報記憶装置 4 5 にはセル 2 内の各移動局 # 1、# 5 ~ # N の情報伝送拡散符号発生装置を制御する制御情報と R F ・ I F 回路 3 3 の周波数を制御する制御情報が記憶されている。プリアンブル拡散符号発生装置 2 7 のプリアンブルブロック 1 3 の各バーカーコードは拡散符号反転装置 4 6 に入力され、拡散符号反転装置 4 6 はセル情報記憶装置 4 5 の制御情報に基づいてプリアンブルブロック 1 3 の各バーカーコードを符号反転し、拡散符号選択装置 2 8 に出力する。

【 0 0 9 1 】

拡散符号選択装置 2 8 はフレーム制御装置 2 9 の制御に基づき図 9 に示す 1 フレーム 1 5 を形成し、この 1 フレーム 1 5 からなるデータが変調されて、セル内送受信アンテナ 1 2 から基地局 1 のセル 2 内の各移動局 # 1、# 5 ~ # N にダウンリンクされる。その他の構成は図 6 に示すパケット C D M A 送信装置 6 の構成と同一であるので、その詳細な説明は省略する。

【 0 0 9 2 】

なお、ここでは、セル情報記憶装置 4 5、拡散符号反転装置 4 6 を図 6 に示すパケット C D M A 送信装置 6 に設ける構成としたが、セル情報記憶装置 4 5、拡散符号反転装置 4 6 を図 4 に示すパケット C D M A 送信装置 6 に設ける構成としても良い



(移動局 # 1 の第 3 の構成例)

図 1 0 は移動局 # 1 の受信装置の第三の構成例のブロック回路図であって、プリアンブルブロック 1 3 のバーカーコードの極性 (+、-) を判定するための相関ピーク極性判定回路 4 7 とセル情報判定回路 4 8 とを備える構成としたものであり、その他の構成は図 7 に示す移動局 # 1 の受信装置の構成と同一であるので、その詳細な説明は省略することにし、異なる部分についてのみ説明する。

【 0 0 9 3 】

プリアンブル拡散符号検出装置 3 5 はプリアンブルブロック 1 3 の検出出力を拡散符号同期確立装置 3 7 に出力すると共に、相関ピーク極性判定回路 4 7 に出力する。相関ピーク極性判定回路 4 7 はバーカーコードの極性が「+」か「-」かを判定し、その判定結果をセル情報判定回路 4 8 に出力する。セル情報判定回路 4 8 はその「+」、「-」の判定結果に基づき基地局 1 のセル情報記憶装置 4 5 からどのような制御情報が送られて来たかを判定する。

【 0 0 9 4 】

ここでは、セル情報判定回路 4 8 は情報伝送拡散符号発生装置 3 8 #<sub>1</sub> ~ 3 8 #<sub>4</sub> と R F ・ I F 回路 3 3 とにこれらを制御する制御情報を出力するので、情報伝送拡散符号発生装置 3 8 #<sub>1</sub> ~ 3 8 #<sub>4</sub> と R F ・ I F 回路 3 3 とはこれらの制御情報に基づいて制御される。

【 0 0 9 5 】

この図 8 に示すパケット C D M A 送信装置 6 と図 1 0 に示す移動局 # 1 との構成によれば、情報の伝送に未使用のプリアンブルブロック 1 3 を利用して、各移動局に共通の情報を伝送できるので、それだけ情報伝送の利用効率を向上させることができる。

(移動局 # 1 の送信装置の第 1 の構成例)

移動局 # 1 は、ここでは、図 1 1 に示すように、データ分配装置 4 9、情報伝送拡散符号発生装置 5 0、プリアンブル拡散符号発生装置 5 1、フレーム構成制御装置 5 2、拡散符号合成装置 5 3、拡散符号選択装置 5 4、D / A コンバータ 5 5 を有する。

【 0 0 9 6 】

上位アプリケーション層 4 1 はデータ分配装置 4 9 にデータを出力する。データ分配装置 4 9 は # 1 チャンネルと # 2 チャンネルとを使ってデータを二分割する役割を果たす。前段部分のデータは情報伝送拡散符号発生装置 5 0 #<sub>1</sub> に入力され、後段部分のデータは情報伝送拡散符号発生装置 5 0 #<sub>2</sub> に入力される。

【 0 0 9 7 】

情報伝送拡散符号発生装置 5 0 #<sub>1</sub> は図 1 2 ( a ) に示す情報伝送拡散符号データ  $C'_{\#1}$  を 1 シンボル毎に生成し、情報伝送拡散符号発生装置 5 0 #<sub>2</sub> は図 1 2 ( b ) に示す情報伝送拡散符号データ  $C'_{\#2}$  を 1 シンボル毎に生成する。これらの情報拡散符号信号  $C'_{\#1}$ 、 $C'_{\#2}$  は拡散符号合成装置 5 3 に入力され、拡散符号合成装置 5 3 は情報伝送拡散符号データ  $C'_{\#1}$ 、 $C'_{\#2}$  の算術加算して 5 1 1 シンボルの情報ブロック 2 0 を構成するための算術加算データ  $SUM_j$  ( $j = 1, 2, \dots, 511$ ) を出力する。

【 0 0 9 8 】

プリアンブル拡散符号発生装置 5 1 は図 3 に示すプリアンブルブロック 1 9 の情報シンボル 2 1 を生成する。その情報シンボル 2 1 を構成する信号は算術加算信号  $SUM_j$  と共に拡散符号選択装置 5 4 に入力される。拡散符号選択装置 5 4 はフレーム構成制御装置 5 2 によってプリアンブルブロック 1 9 のデータと情報ブロック 2 0 のデータとからなる 1 フレーム 1 8 ( 図 3 参照 ) を形成する。この 1 フレーム 1 8 は、16 チップ単位の同一符号の繰り返しからなる近似同期 CDMA 信号である。

【 0 0 9 9 】

その 1 フレーム 1 8 を構成するデータは D/A コンバータ 5 5 に入力され、D/A コンバータ 5 5 は 1 フレーム 1 8 を構成する近似同期 CDMA データをデジタルアナログ変換し、そのアナログ信号は RF・IF 回路 3 3 によって変調され、送信・受信アンテナ 3 2 から基地局 1 に送信 ( アップリンク ) される。

( 基地局 1 の AS-CDMA 受信装置 7 の第 1 の構成例 )

図 1 3 は図 1 1 に示す移動局 # 1 に対応する AS-CDMA 受信装置 7 #<sub>1</sub> のブロック図である。

【 0 1 0 0 】

ここでは、A S - C D M A 受信装置 7 はプリアンブル拡散符号検出装置 5 6、  
拡散符号同期確立装置 5 7、情報伝送拡散符号発生装置 5 8 #<sub>1</sub>、5 8 #<sub>2</sub>、逆拡  
散装置 5 9 #<sub>1</sub>、5 9 #<sub>2</sub>、データ復調装置 6 0 #<sub>1</sub>、6 0 #<sub>2</sub>、データ合成装置 6  
1 を有する。

# 【 0 1 0 1 】

プリアンブル拡散符号検出装置 5 6、拡散符号同期確立装置 5 7、情報伝送拡  
散符号発生装置 5 8 #<sub>1</sub>、5 8 #<sub>2</sub>、逆拡散装置 5 9 #<sub>1</sub>、5 9 #<sub>2</sub>、データ復調装  
置 6 0 #<sub>1</sub>、6 0 #<sub>2</sub>、データ合成装置 6 1 の機能は、図 5 に示すプリアンブル拡  
散符号検出装置 3 5、拡散符号同期確立装置 3 7、情報伝送拡散符号発生装置 3  
8 #<sub>1</sub>、3 8 #<sub>2</sub>、逆拡散装置 3 6 #<sub>1</sub>、3 6 #<sub>2</sub>、データ復調装置 3 9 #<sub>1</sub>、3 9  
#<sub>2</sub>、データ合成装置 4 0 の機能と同一であり、移動局 # 1 から二分割されて同  
時に送信されたデータがそのデータ合成装置 6 1 によって一つにまとめられてデ  
ータフロー制御装置 3 に出力されることになる。

(移動局 # 2 の送信装置の第 2 の構成例)

図 1 4 は移動局 # 1 の送信装置の第 2 の構成例を示すブロック図である。ここ  
では、情報伝送拡散符号発生装置 6 2 #<sub>1</sub> ~ 6 2 #<sub>4</sub>、拡散符号選択装置 6 3 を備  
え、4 チャンネルを使って同時に移動局 # 1 から基地局 1 に情報をアップリンク  
できるようにしたものであり、上位アプリケーション層 4 1 から出力されたデー  
タは 4 分割されて、4 分割された各分割データには、拡散符号選択装置 6 3 によ  
って情報伝送拡散符号発生装置 6 2 #<sub>1</sub> ~ 6 2 #<sub>4</sub> が発生する情報伝送拡散符号が  
割り当てられる。

# 【 0 1 0 2 】

拡散符号選択装置 5 3 には情報伝送拡散符号発生装置 6 2 #<sub>1</sub> ~ 6 2 #<sub>4</sub> から出  
力される情報伝送拡散符号データと上位アプリケーション層 4 1 から出力される  
データとに基づいて情報伝送拡散符号データを拡散符号選択装置 5 4 に出力し、  
拡散符号選択装置 5 4 はフレーム構成制御装置 5 2 に基づきプリアンブルブロッ  
クデータ 1 9 のデータと情報ブロック部データ 2 0 のデータとを合成して、1 フ  
レーム 1 8 を構成し、1 フレーム 1 8 のデータを D / A コンバータ 5 5 に出力し  
、D / A コンバータ 5 5 はその 1 フレーム 1 8 のデータをアナログ信号に変換し

、そのアナログ信号はRF・IF回路33により変調されて、基地局1に向けて送信（アップリンク）される。

#### 【0103】

この図14に示す移動局#1の送信装置によれば、4チャンネルを使って情報が一度に伝送されることになる。

（基地局1のAS-受信装置7の第2の構成例）

図15はこの基地局1のAS-CDMA受信装置7#<sub>1</sub>の第2の構成を示すブロック図であって、図14に示す移動局#1の送信装置から送信された1フレーム18のデータを受信するためのものである。

#### 【0104】

この図15に示すAS-CDMA受信装置7#<sub>1</sub>の構成要素において、図13に示すAS-CDMA受信装置7#<sub>1</sub>の構成要素と同一構成要素については同一符号を付して詳細な説明を省略し、異なる部分についてのみ説明することとする。

#### 【0105】

図15に示すAS-CDMA受信装置7#<sub>1</sub>は、積分回路63#<sub>1</sub>～63#<sub>4</sub>、積分値比較装置64、データ復調装置65を有する。

#### 【0106】

この積分回路63#<sub>1</sub>～63#<sub>4</sub>、積分値比較装置64、データ復調装置65の機能は図7に示す積分回路42#<sub>1</sub>～42#<sub>4</sub>、積分値比較装置43、データ復調装置44の機能と同一であり、移動局#1から4チャンネルを用いて送信されたデータは、データ復調装置65によって一つにまとめられて、データフロー制御装置3に出力される。

（基地局1の変形例）

この図16に示す基地局1の変形例では、基地局1の基地局間の無線通信に、図1に示すOFDM送信装置4#<sub>i</sub>、OFDM受信装置5#<sub>i</sub>の代わりに、パケットSS-CDMA送信装置66#<sub>i</sub>、パケットSS-CDMA受信装置66'#<sub>i</sub>を用いる構成としたもので、その他の構成要素は図1に示す構成要素と同一であるので、同一構成要素に同一符号を付してその詳細な説明は省略する。

(発明の実施の形態 2)

(基地局 1 の送受信装置の構成例)

図 1 7 ( a ) に示すように、基地局 1 に対して移動局 # 1、# 2、# 3 が同時に送信している場合について考える。移動局 # 2 は移動局 # 1 よりも基地局 1 からもっとも遠い位置であるセル半径  $r$  の距離にあるものとし、移動局 # 3 は基地局 1 の近傍にあるものとし、移動局 # 1 は移動局 # 2 と基地局 1 との間の中間位置 (セル半径の  $1/2$ ) にあるものとする。

【 0 1 0 7 】

この場合、基地局 1 と移動局 # 3 との間では、その距離がほぼ 0 であるので、伝搬による遅延時間は無視することができる。すなわち、基地局 1 は移動局 # 3 の送信と同時に情報を受信することになる。これに対して、移動局 # 1 は基地局 1 から  $r/2$  の位置にあるので、基地局 1 は移動局 # 1 からの送信を  $\tau_1$  だけ遅れて受信することになる。移動局 # 2 は基地局 1 から  $r$  の位置にあるので、基地局 1 は移動局 # 2 からの送信を  $\tau_2$  ( $2\tau_1$ ) だけ遅れて受信することになる。

【 0 1 0 8 】

従って、基地局 1 から各移動局 # 1 ~ # 3 に同時に通信 (ダウンリンク) を行ったとしても、各移動局 # 1 ~ # 3 から戻って来る 1 フレーム 1 8 の先頭 F が、アップリンクの際に、図 1 7 ( b ) に示すようにそれぞれずれることになる。

【 0 1 0 9 】

アップリンクの際に、各移動局 # 1 ~ # 3 の 1 フレーム 1 8 の先頭 F がずれていると、基地局 1 が時間管理をするのが難しい。

【 0 1 1 0 】

そこで、図 1 8 に示すように、基地局 1 の各 AS-CDMA 受信装置 7 #  $i$  を構成する。この AS-CDMA 受信装置 7 #  $i$  はアップリンク受信装置 6 7、受信相関装置 6 8、受信タイミング検出装置 6 9、最適時間算出装置 7 0、送信タイミング制御情報埋め込み装置 7 1 を有する。ダウンリンク送信装置 6 はここではパケット CDMA 送信装置であり、各移動局 #  $i$  に共通に用いられる。

【 0 1 1 1 】

基地局 1 から移動局 #  $i$ 、例えば、移動局 # 1 にまず送信 (ダウンリンク) す

ると、時間 $\tau$  1 だけ遅れて移動局 # 1 がその情報を受信し、基地局 1 は移動局 # 1 から送信（アップリンク）された情報を $\tau$  1 だけ遅れて受信する。その情報は、A/Dコンバータ 7 2 によりアナログデジタル変換され、TDD切り替えスイッチ 7 2、分配器 8 を介してアップリンク受信装置 6 7、受信相関装置 6 8 に入力される。アップリンク受信装置 6 7 は、例えば、プリアンプル拡散符号検出装置 5 6、拡散符号同期確立装置 5 7、情報伝送拡散符号発生装置 5 8 #<sub>1</sub>、5 8 #<sub>2</sub>、逆拡散装置 5 9 #<sub>1</sub>、5 9 #<sub>2</sub>、データ復調装置 6 0 #<sub>1</sub>、6 0 #<sub>2</sub>、データ合成装置 6 1 を備え、移動局 # 1 から送信されたデータを復調する役割を果たす。

#### 【 0 1 1 2 】

受信相関装置 6 8 は例えば相関を検出するマッチドフィルタから構成され、受信相関装置は、データの相関を検出し、その相関信号が受信タイミング検出装置 6 9 に入力される。受信タイミング検出装置 6 9 は相関信号に基づき基地局 1 と移動局 # 1 との間の遅延時間  $2\tau$  1 を演算し、最適時間算出装置 7 0 に出力する。

#### 【 0 1 1 3 】

最適時間算出装置 7 0 は遅延時間  $2\tau$  1 に基づいて基地局 1 が希望する最も適した時間を演算し、送信タイミング制御情報埋め込み装置 7 1 に出力する。

#### 【 0 1 1 4 】

ここで、送信タイミング制御情報とは、移動局 # 1 の送信タイミングを制御するための制御情報である。その送信タイミング制御情報埋め込み装置 7 1 はダウンリンク送信装置 6 にチップレベルの送信タイミング制御情報を出力する。ダウンリンク送信装置 6 は例えば図 2 に示すバーカーコード 1 3 にチップレベルのタイミング制御情報が埋め込まれた 1 フレーム 1 5 からなるデータを形成する。その 1 フレーム 1 5 からなるデータは TDD 切り替えスイッチ 9 を介して D/A コンバータ 3 0 に出力され、D/A コンバータ 3 0 はそのデータをアナログ変換し、周波数変調されて、移動局 # i にダウンリンクされる。

#### 【 0 1 1 5 】

なお、近似同期 CDMA (A S - C D M A) では、1 ビットを構成する「A A

AA」又は「-A-A-A-A」のデータ列の最先頭の符号「A」又は「-A」の前に最後尾の符号「A」又は「-A」を付加し、かつ、1ビットを構成する「AAAA」又は「-A-A-A-A」のデータ列の最後尾の符号「A」又は「-A」の後に最先頭の符号「A」又は「-A」を付加して、図17(c)に示す情報シンボルを構成してデータを伝送することにより、遅延時間の差異による混信が起こらないようにしている。

(移動局#iの送受信装置の構成例)

図19は図18に示す基地局1の送受信装置に対応する移動局#i、例えば、移動局#1の送受信装置の構成を示すものである。この図19に示す移動局#1は送信タイミング制御情報抽出装置73を備えており、RF・IF検出回路33、A/Dコンバータ34、プリアンブル検出回路35、情報伝送拡散符号発生装置38#i、逆拡散装置36#1、積分回路42#1、データ復調装置44は図5に示す構成のものと同一である。

【0116】

データ復調装置44から出力されるデータには、送信タイミング制御情報が埋め込まれており、送信タイミング制御情報抽出装置73はそのデータに埋め込まれている送信タイミング制御情報を抽出する役割を果たす。

【0117】

その送信タイミング制御情報抽出装置73はアップリンク送信装置74にその送信タイミング制御情報を出力し、アップリンク送信装置74はその送信タイミング制御情報により上位アプリケーションから送信されたデータを送信する。そのアップリンク送信装置74から出力されたデータはD/Aコンバータ75によりアナログ変換され、RF・IF回路33により周波数変調され、基地局1に送信される。

【0118】

この発明の実施の形態によれば、移動局#iの基地局1に対する距離の差に基づく遅延時間 $\tau$ を、送信タイミング制御情報に基づき補正するものであるので、各移動局#iの基地局1からの距離の相異に基づく1フレーム18の先頭Fのずれを防止でき、基地局1の時間に各移動局#iの時間を合わせることができる。

## 【 0 1 1 9 】

従って、各チャネル # 1 ~ チャネル # N の情報を同時に算術加算して送信する際に便利である。

## (発明の実施の形態 3)

基地局 1 から移動局 # i までの伝搬経路には各種の障害物があり、基地局 1 から周波数  $f$  の搬送波に載せて情報を送信したとしても、移動局 # i では周波数誤差成分が混じり、周波数  $f + \Delta f$  の搬送波が到来する。この周波数  $f + \Delta f$  の誤差成分が混じった状態で受信すると、各移動局間で混信が生じるおそれがある。

## 【 0 1 2 0 】

例えば、図 2 0 (a) に示すように、基地局で周波数  $f$  でかつ位相  $\phi = 0$  で送信したとしても、角速度  $\omega$  ( $2\pi / f$ ) が誤差  $\Delta\omega$  によりずれるために、図 2 0 (b) に示すように移動局 # i の受信の際に位相差  $\phi$  で受信されることになる。このため、移動局 # i で基地局 1 からの送信を受信したときに混信が生じる。

## 【 0 1 2 1 】

なお、その図 2 0 において、Re は実軸を示し、Im は虚軸を示し、Be は回転ベクトルを示す。

## 【 0 1 2 2 】

図 2 1 はこの混信を回避するための移動局 # i の発明の実施の形態 3 のブロック回路図である。

## 【 0 1 2 3 】

図 2 1 に示す移動局 # i は、図 5 に示す移動局 # i と同様のプリアンプル拡散符号検出装置 3 5、拡散符号同期確立装置 3 7、情報伝送拡散符号発生装置 3 8 を備えている。プリアンプル拡散符号検出装置 3 5 はプリアンプル拡散符号としてのバーカーコード 1 3 を検出し、拡散符号同期確立装置 3 7 と相関ピーク判定回路 7 6 とにバーカーコードデータを出力する。

## 【 0 1 2 4 】

拡散符号同期確立装置 3 7 はバーカーコードに基づき同期信号を生成し、情報伝送拡散符号発生装置 3 8 # 1 は同期信号に基づき情報伝送拡散符号を発生し、情報伝送拡散符号データを逆拡散装置 3 6 # i に出力する。



## 【0125】

相関ピーク判定回路76はバーカーコードに基づきバーカーコードの時間間隔の変化を検出し、時間間隔の変化により周波数誤差 $\Delta f$ （角速度 $\omega$ の誤差 $\Delta \omega$ ）が求められる。ここでは、バーカーコードは10シンボルであるので、10個の回転ベクトル $B_e$ が得られ、この回転ベクトル $B_e$ の位相から誤差 $\Delta \omega$ が算出される。

## 【0126】

その相関ピーク判定回路76の出力は絶対位相検出回路77に入力され、絶対位相検出回路77は絶対位相 $\phi$ と周波数誤差とを検出し、絶対位相検出回路77の出力は位相補正回路78とデータ復調装置39とに入力される。逆拡散装置36#<sub>1</sub>は算術加算データ $SUM_j$ と情報伝送拡散符号発生装置38#<sub>1</sub>の情報伝送拡散符号データ $C'_{\#1}$ との論理積データを生成し、その論理積データを位相補正回路78に出力する。

## 【0127】

位相補正回路78は周波数のずれを絶対位相検出回路77に基づき補正を行い、その周波数補正後の論理積データをデータ復調装置39に出力し、データ復調装置39は絶対位相検出回路77の出力により座標変換情報を用いてデータを復調し、その復調データは上位アプリケーション41に出力される。

## 【0128】

この発明の実施の形態によれば、周波数誤差がある場合であっても、混信を防止することができる。

## 【0129】

なお、この無線通信ネットワークシステムを構成する基本システムの諸元は以下の通りである。

アクセス方式／全二重方式…SS-CDMA／TDD

ダウンリンク…パケットCDMA方式

アップリンク…近似同期CDMA

セル半径…約150m

周波数帯…2.45GHz ISMバンド

帯域 … 2 6 M H z ( R C R - S T D 3 3 による)

目標チャンネル数／伝送速度… 2 4 チャンネル／6 4 K b p s ( 1 セル当たり)

【 0 1 3 0 】

【発明の効果】

請求項 1 ないし請求項 8 に記載の発明によれば、基地局間を無線により回線を確立することができるので、基地局の配置のフレキシビリティが向上し、もって低コストの通信網を構築することができる。

【 0 1 3 1 】

請求項請求項 9 ないし請求項 1 1 に記載の発明によれば、伝送速度が向上する。

【 0 1 3 2 】

請求項 1 2 に記載の発明によれば、近似同期 C D M A をショートコードのマッチドフィルタとスライディング相関器とによって構成でき、低消費電力化が可能である。

【 0 1 3 3 】

請求項 1 3 に記載の発明によれば、伝送効率の向上を図ることができる。

【 0 1 3 4 】

請求項 1 4 に記載の発明によれば、復調効率を向上させるため、伝送に必要な  $E_b/N_0$  を低減することが可能である。

【 0 1 3 5 】

請求項 1 5、請求項 1 6 に記載の発明によれば、ダウンリンクにアップリンクのタイミング制御情報を埋め込み、アップリンクの送信タイミングを制御できるので、近似同期 C D M A の近似同期期間の短縮を図ることが可能で、伝送速度の向上、チャンネル数の増大を見込むことができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の実施の形態 1 に係わる基地局のブロック図である。

【図 2】 ダウンリンクに使用するパケット C D M A の 1 フレームのフォーマットを示す図である。

【図 3】 アップリンクに使用する近似同期 C D M A の 1 フレームのフォーマット

トを示す図である。

【図 4】 図 1 に示すパケット CDMA 送信装置の第 1 の構成例を示すブロック図である。

【図 5】 図 4 に示すパケット CDMA 送信装置に対応する移動局の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図 6】 図 1 に示すパケット CDMA 送信装置の第 2 の構成例を示すブロック図である。

【図 7】 図 6 に示すパケット CDMA 送信装置に対応する移動局の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図 8】 図 1 に示すパケット CDMA 送信装置の第 3 の構成例を示すブロック図である。

【図 9】 図 8 に示すパケット CDMA 送信装置に用いるパケット CDMA の 1 フレームのフォーマットを示す図である。

【図 10】 図 8 に示すパケット CDMA 送信装置に対応する移動局の受信装置の構成例を示す図である。

【図 11】 移動局の送信装置の第 1 の構成例を示すブロック図である。

【図 12】 アップリンクの際に使用する情報伝送拡散符号データの一例を示す図であって、(a) は一の情報伝送拡散符号データの一例を示し、(b) はその一の情報伝送拡散符号データとは異なる情報伝送拡散符号データを示す。

【図 13】 図 11 に示す移動局の送信装置に対応する基地局 1 の AS-CDMA 受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図 14】 移動局の送信装置の第 2 の構成例を示すブロック図である。

【図 15】 図 14 に示す移動局の送信装置に対応する基地局 1 の AS-CDMA 受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図 16】 図 1 に示す基地局の変形例を示すブロック図である。

【図 17】 基地局と移動局との通信の際の伝搬遅延時間の説明図であって、(a) は基地局に対する移動局の位置を模式的に示す図であり、(b) は移動局から送信された近似同期 CDMA のフレームの先頭のずれを示す説明図、(c) はデータ列の一例を示す図である。

【図 1 8】 基地局と移動局との伝搬遅延時間に関する問題を解消するための基地局の送受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図 1 9】 図 1 8 に示す基地局の送受信装置に対応する移動局の送受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図 2 0】 周波数誤差に伴う回転ベクトルの説明図であり、(a) は基地局の回転ベクトルの位相の説明図であり、(b) は受信装置の回転ベクトルの位相の説明図である。

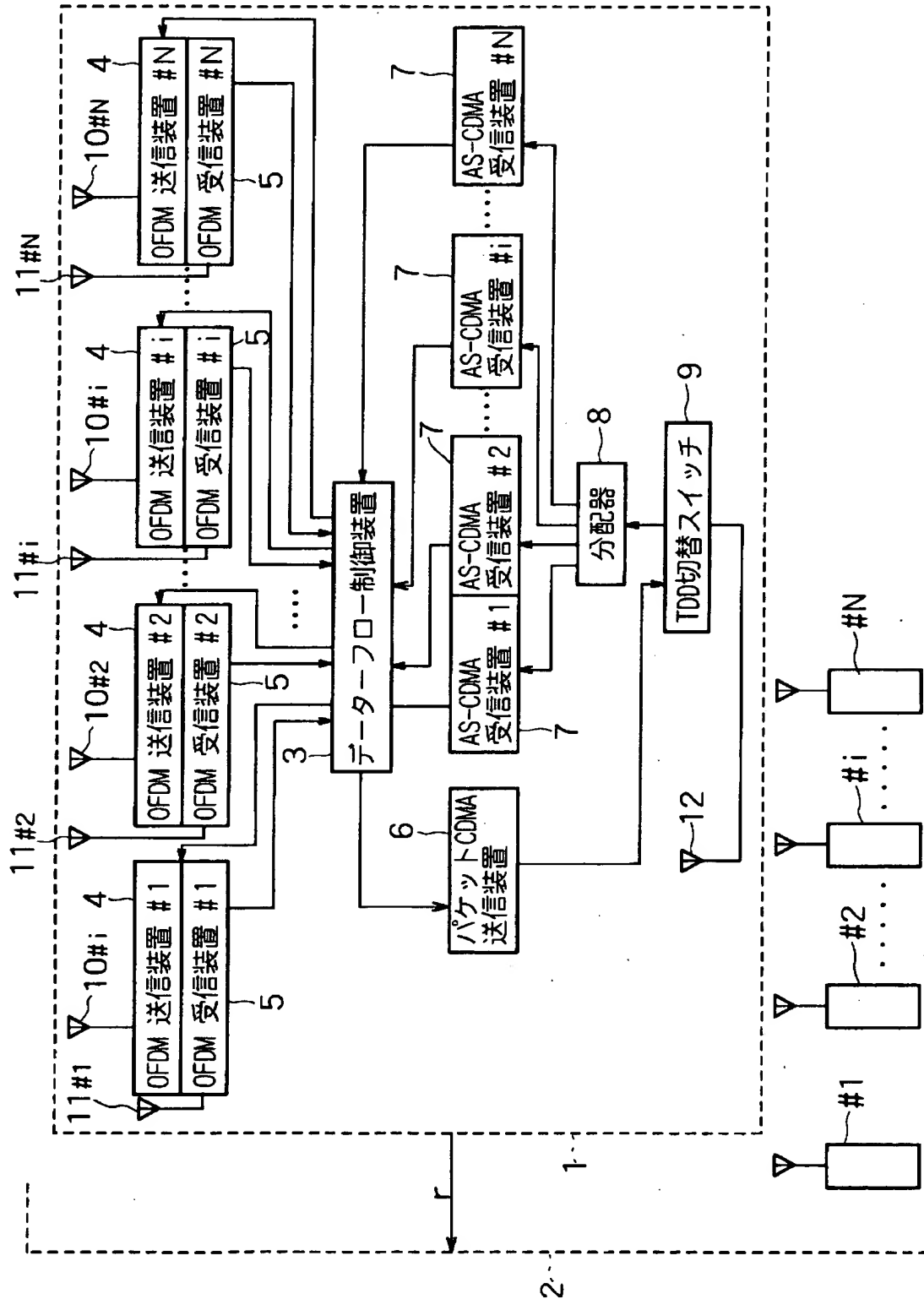
【図 2 1】 周波数誤差に伴う混信を回避するための移動局の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【符号の説明】

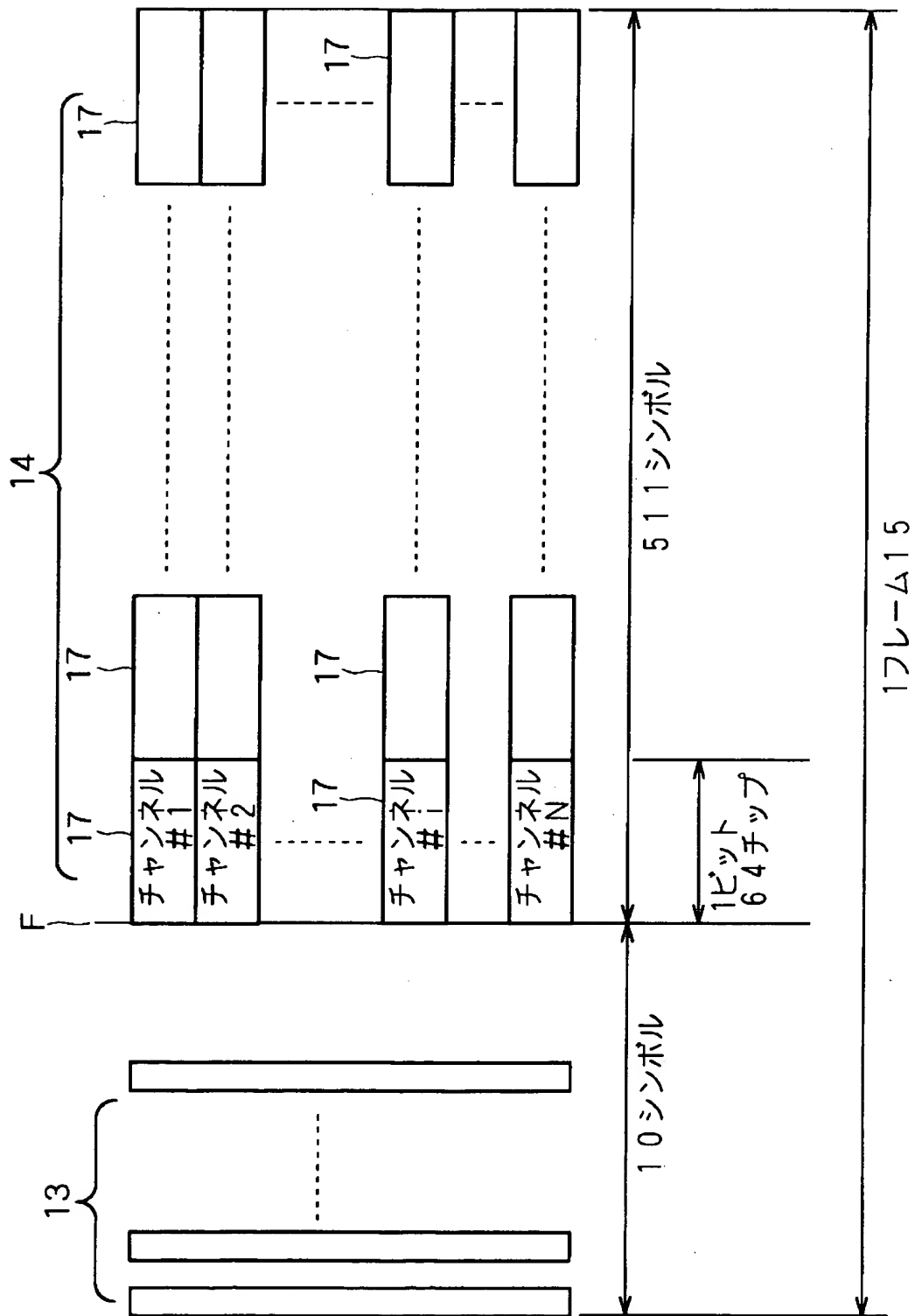
- 1 … 基地局
- 3 … データフロー制御装置
- 4 … OFDM 送信装置
- 5 … OFDM 受信装置
- 6 … パケット CDMA 送信装置
- 7 … AS-CDMA 受信装置
- # i ( i = 1、2、…、N ) … 移動局

【書類名】 図面

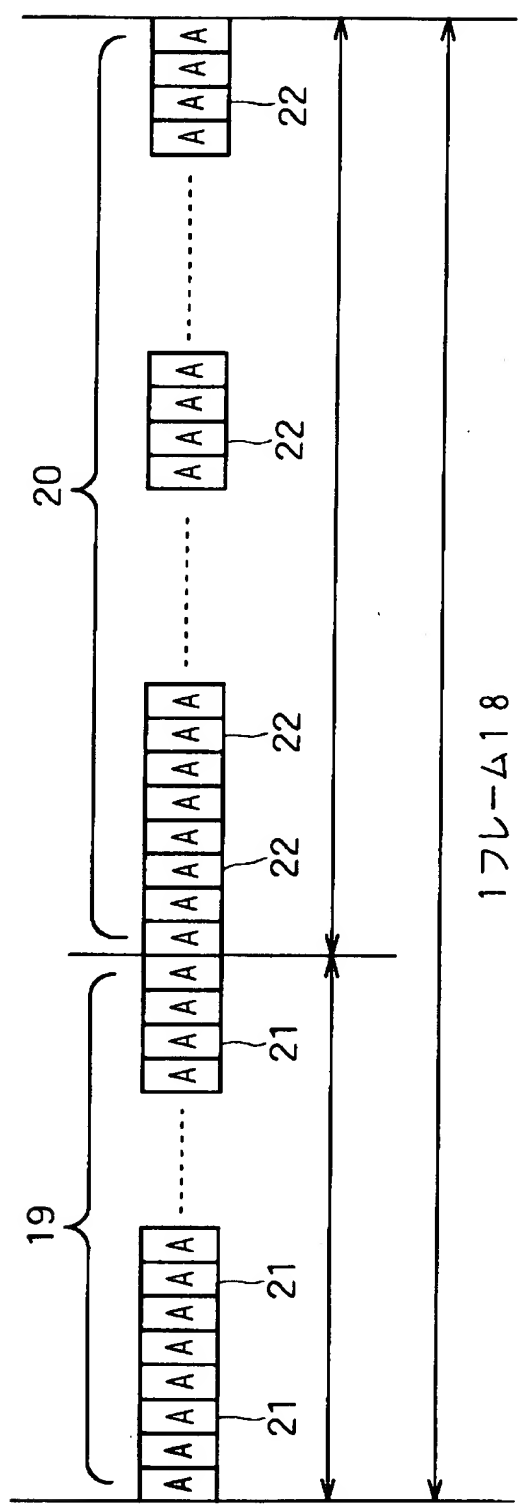
【図 1】



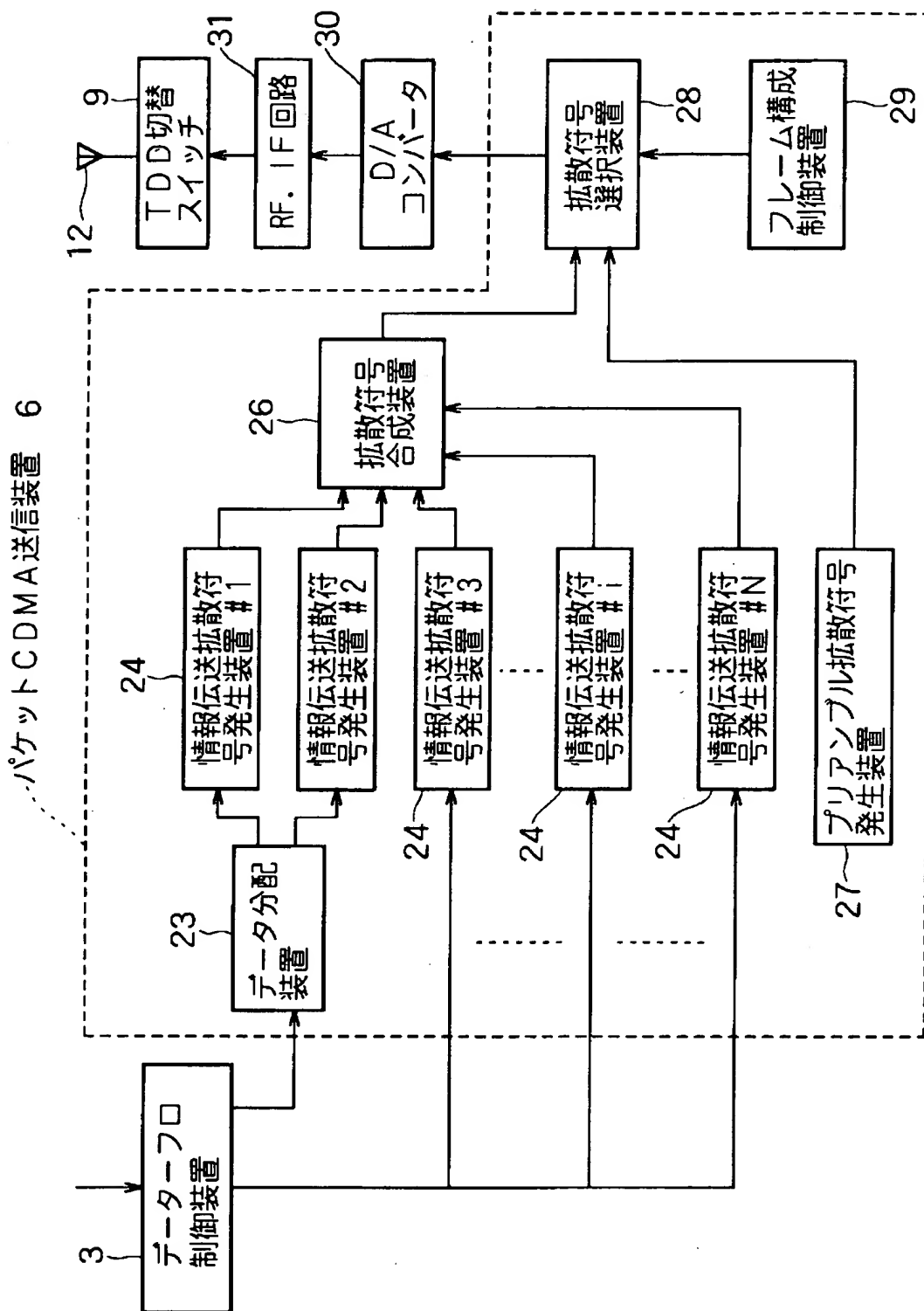
【図 2】



【図 3】

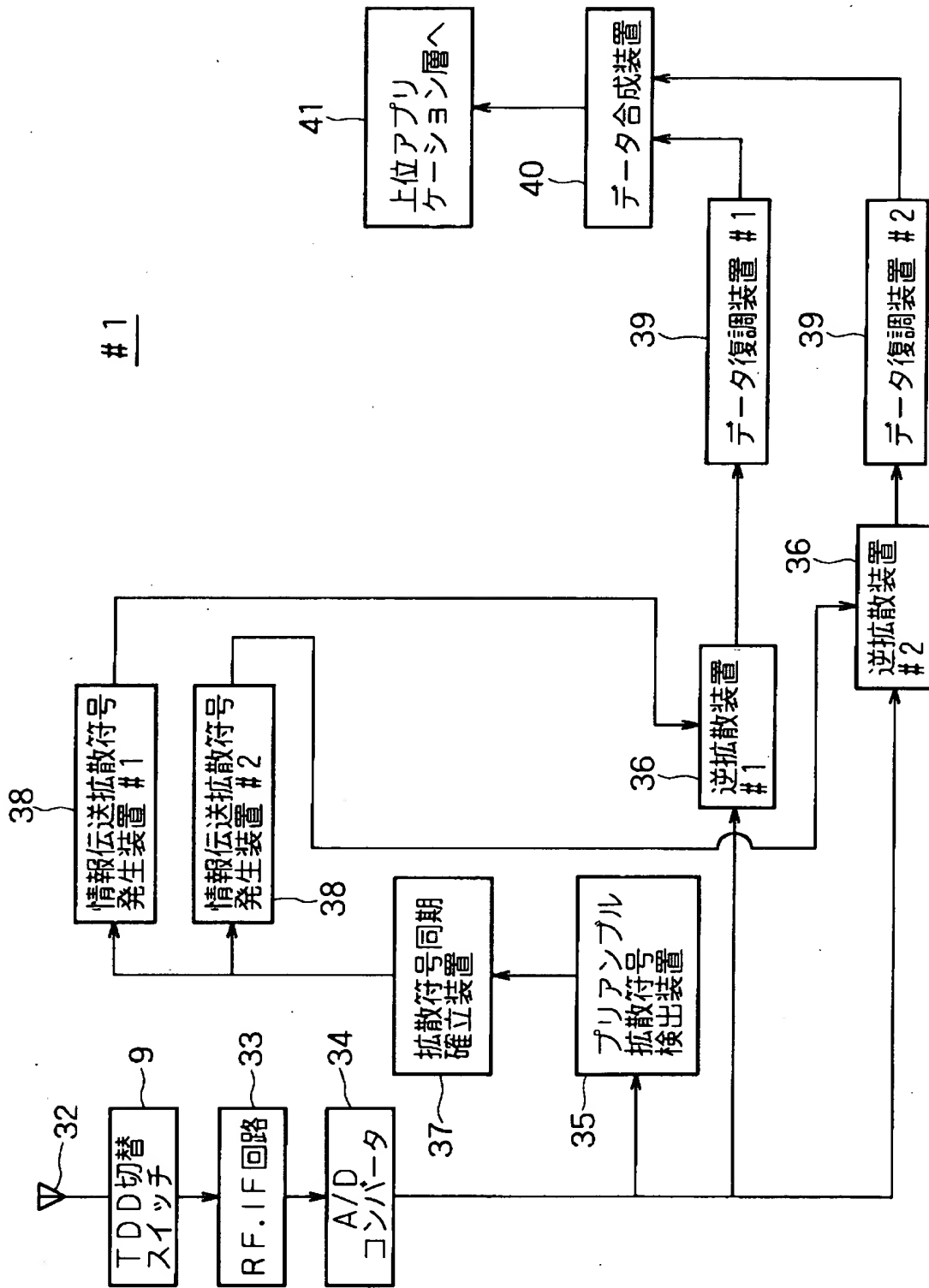


【図 4】

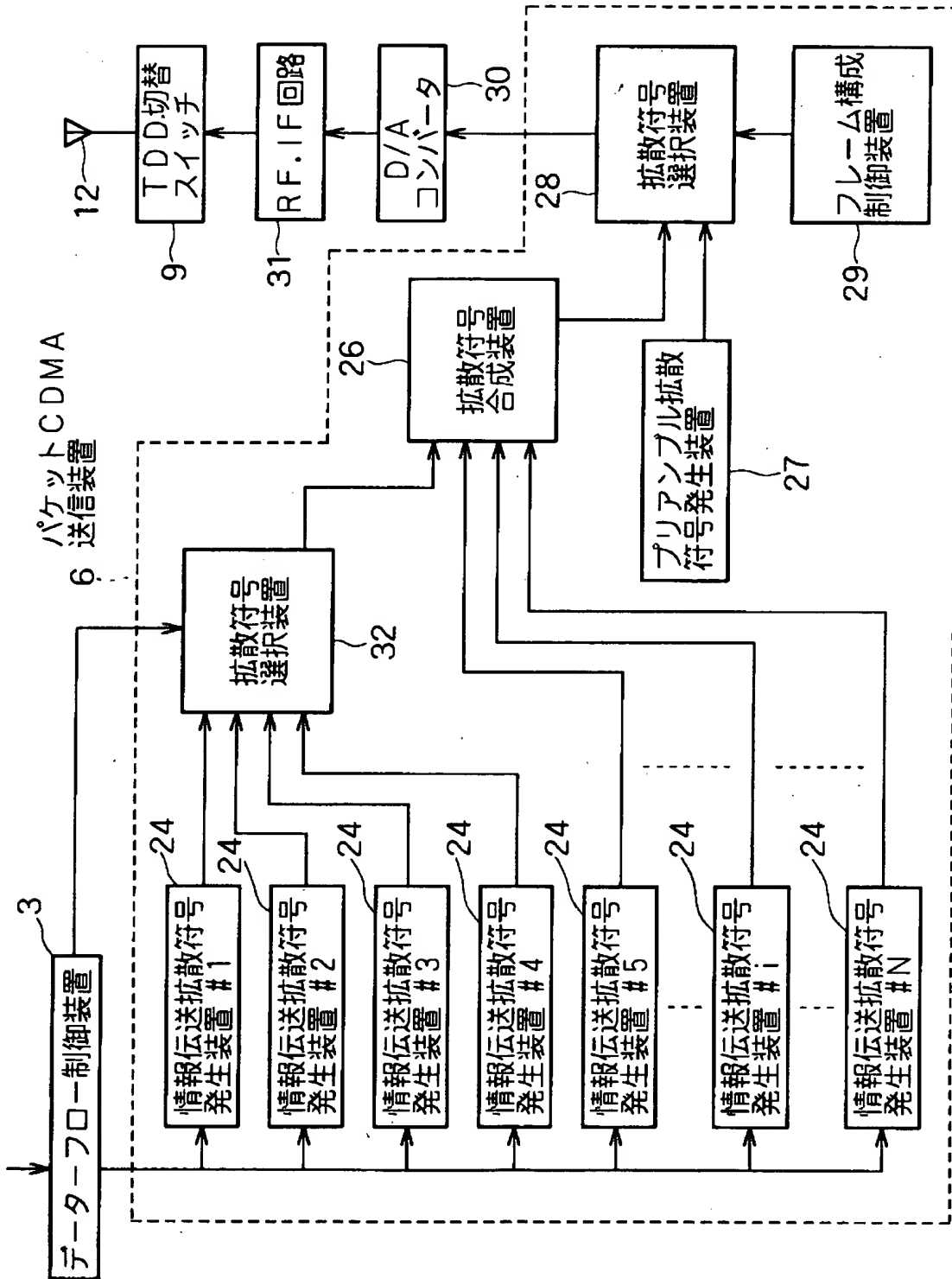




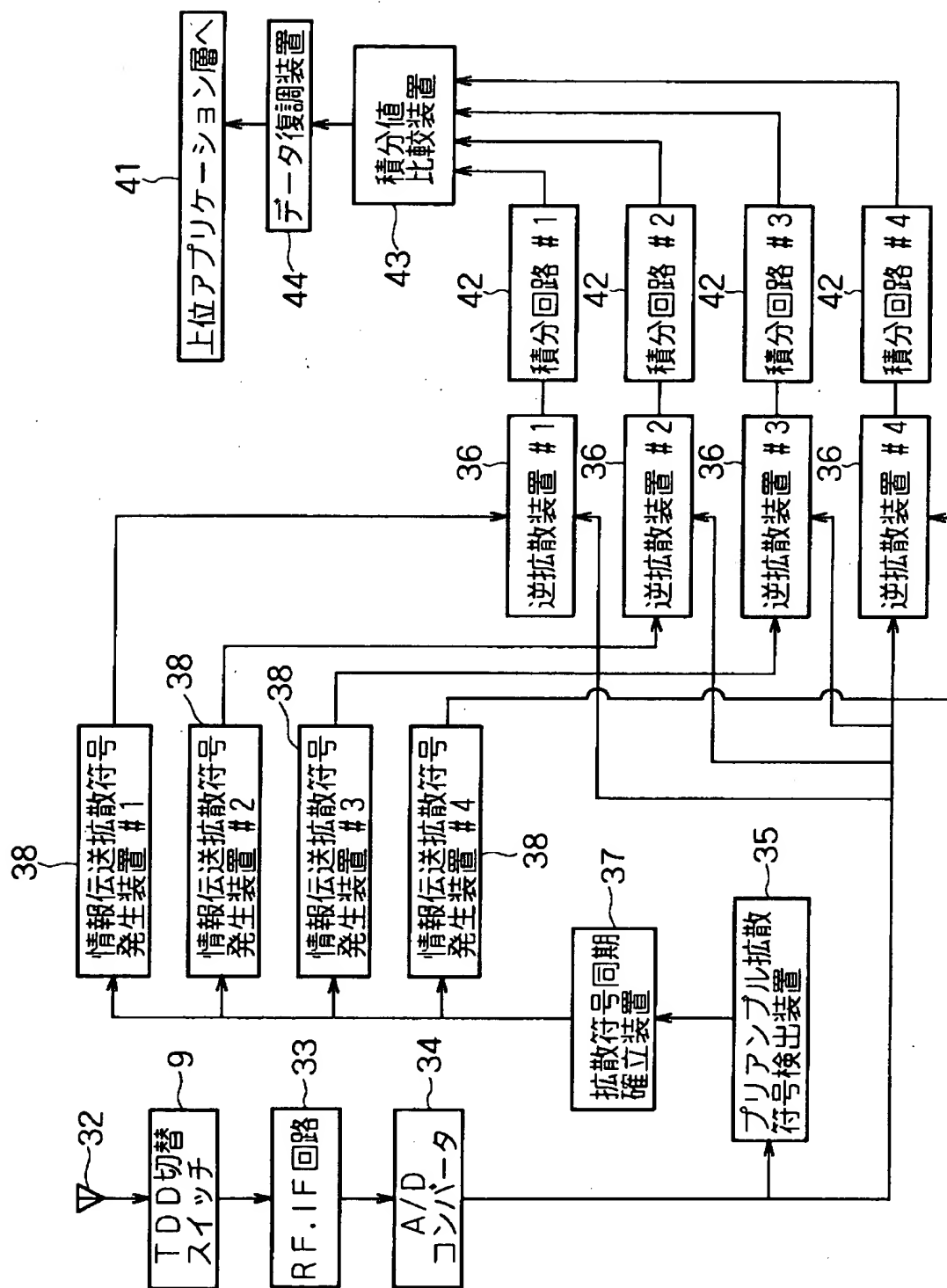
【図 5】



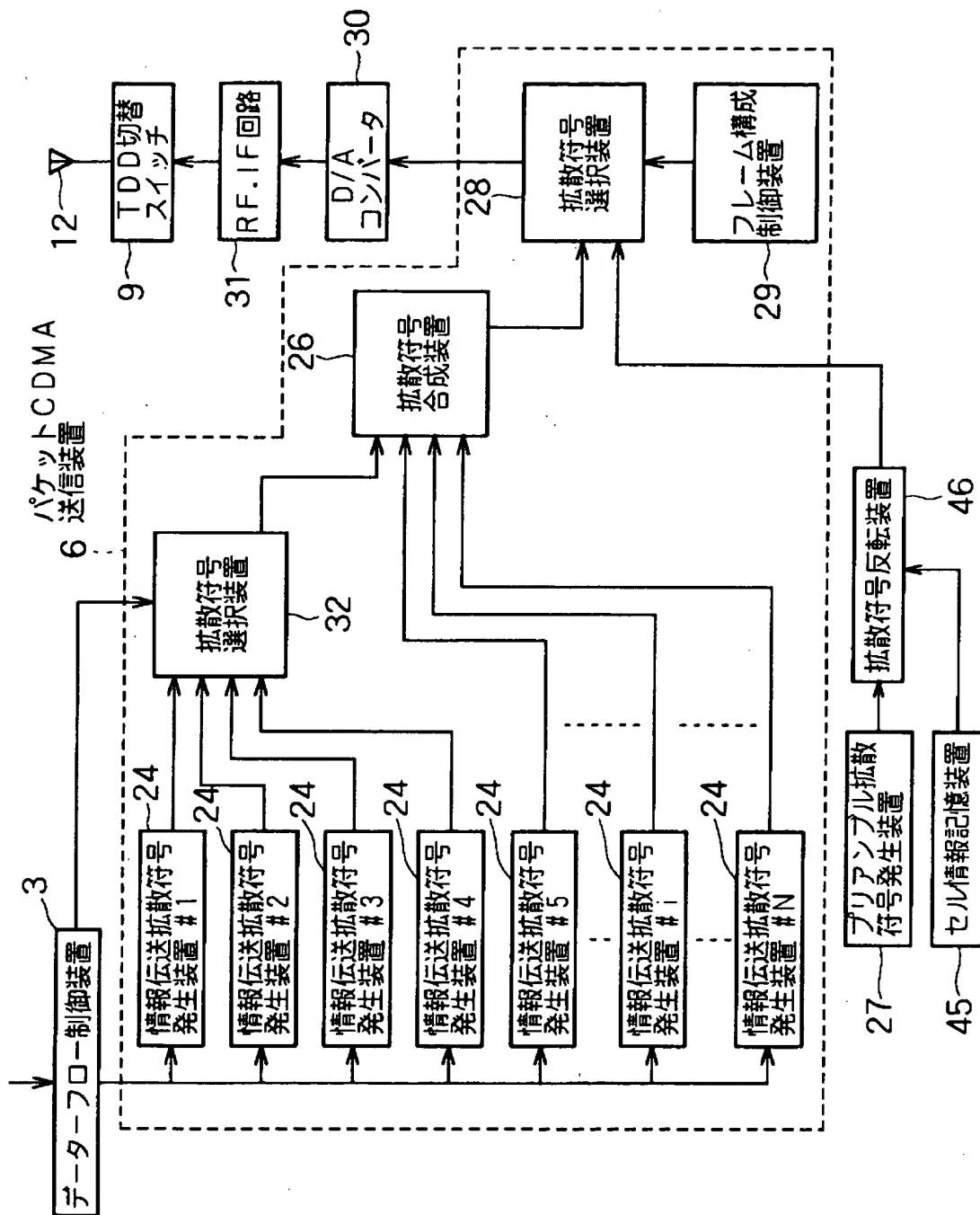
【図 6】



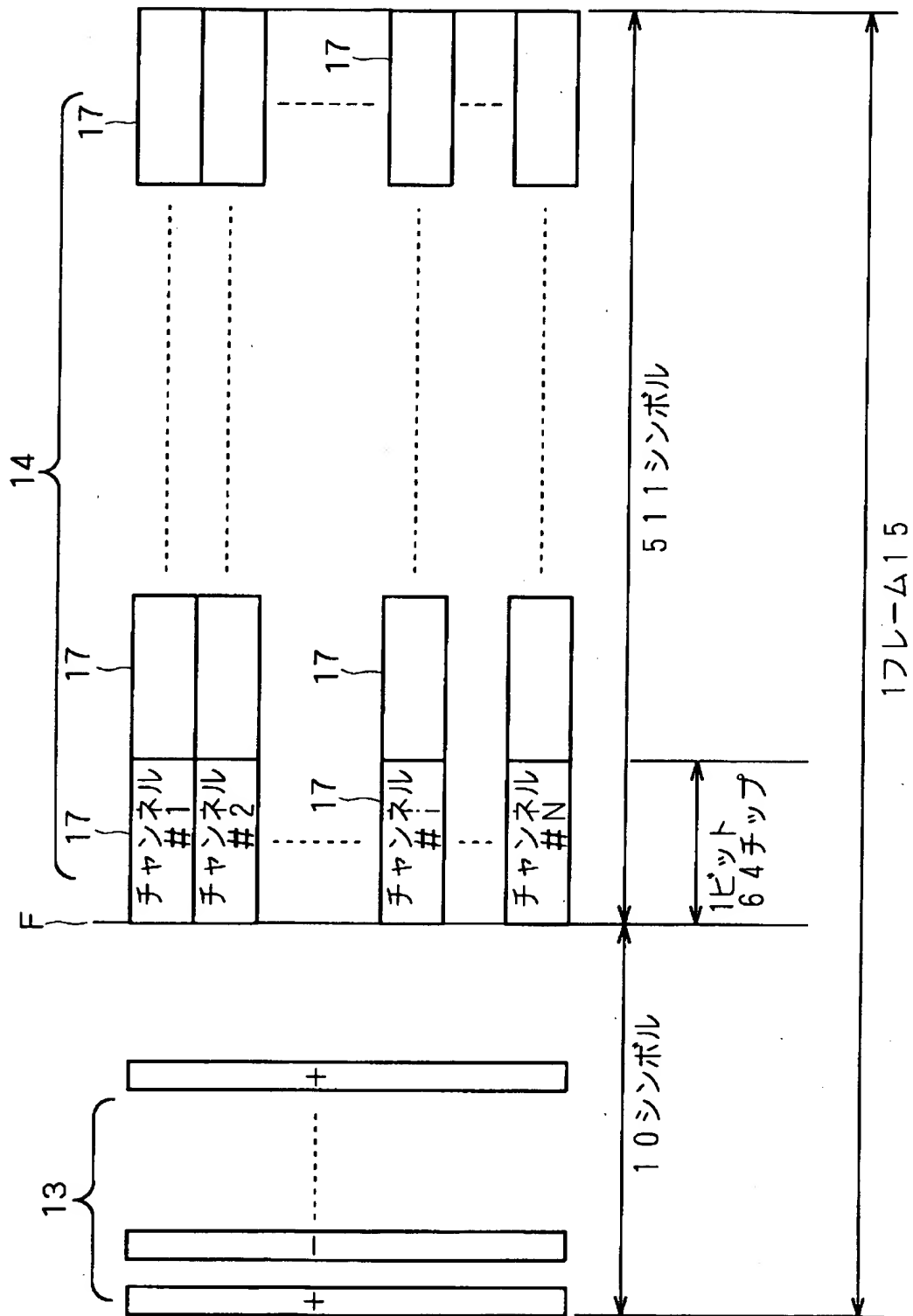
【図 7】



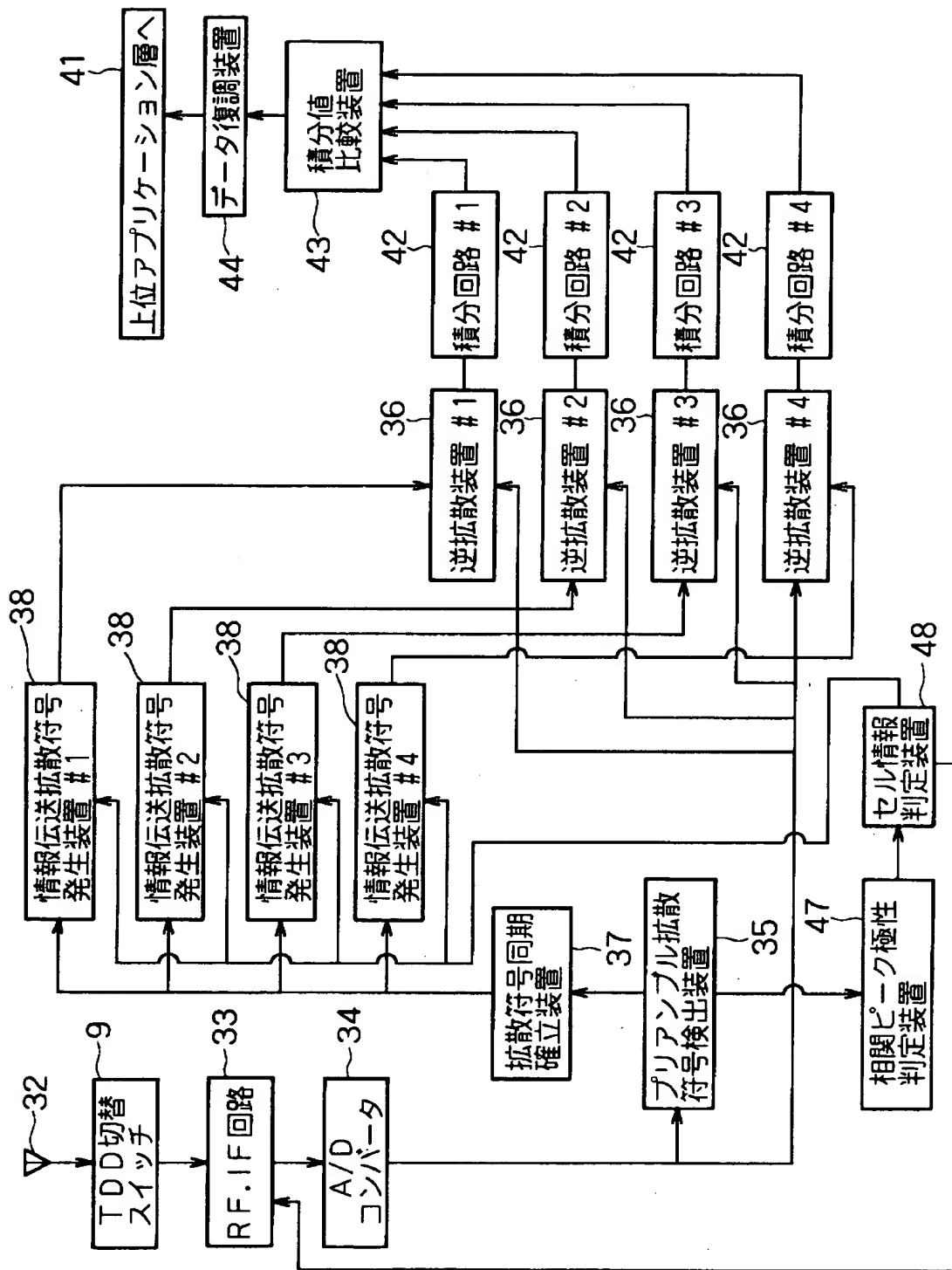
【図 8】



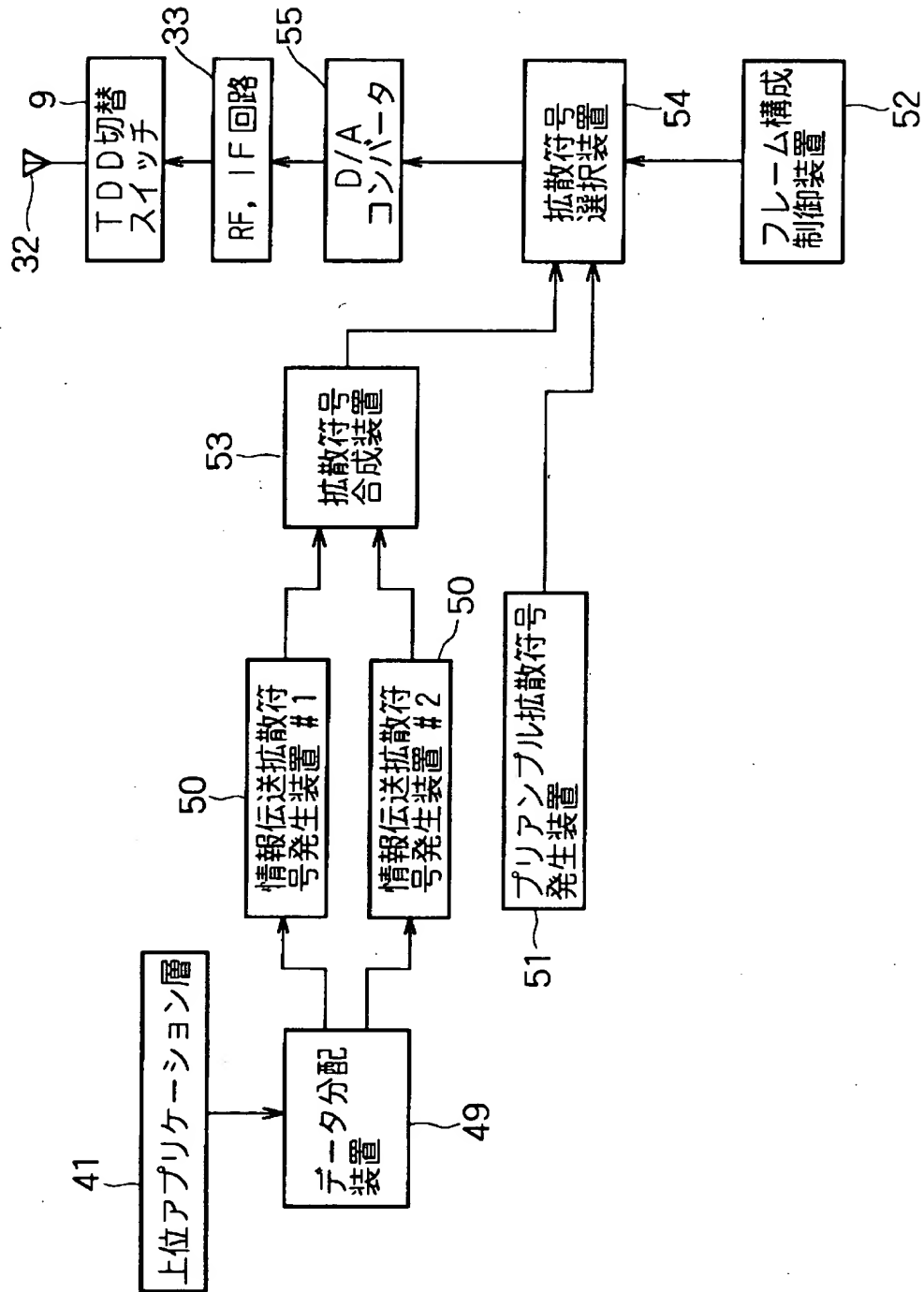
【図9】



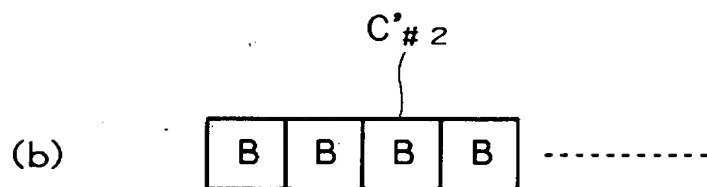
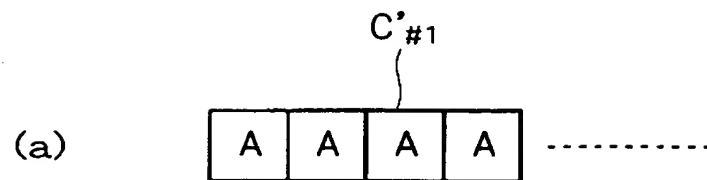
【図10】



【図 11】

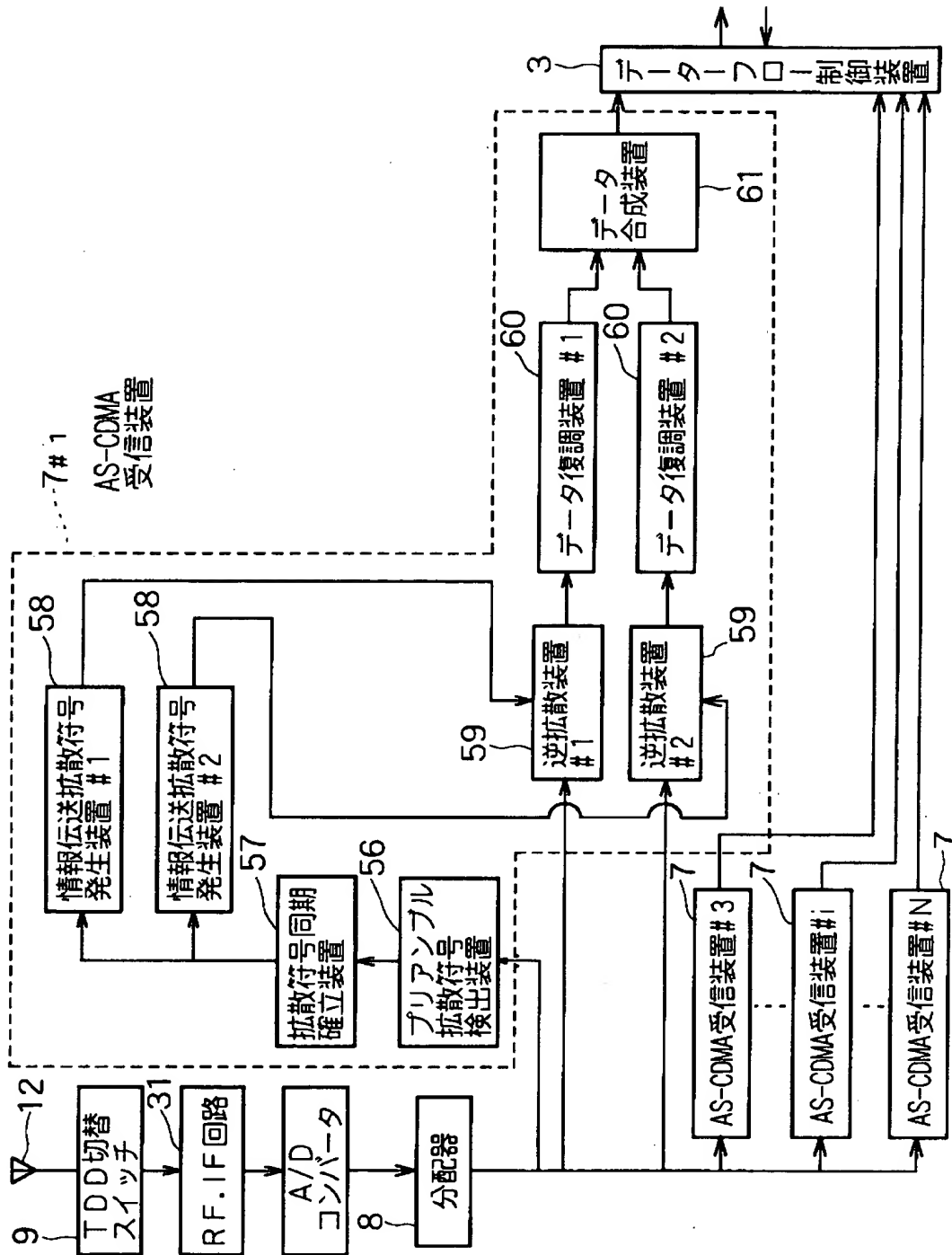


【図 1 2】

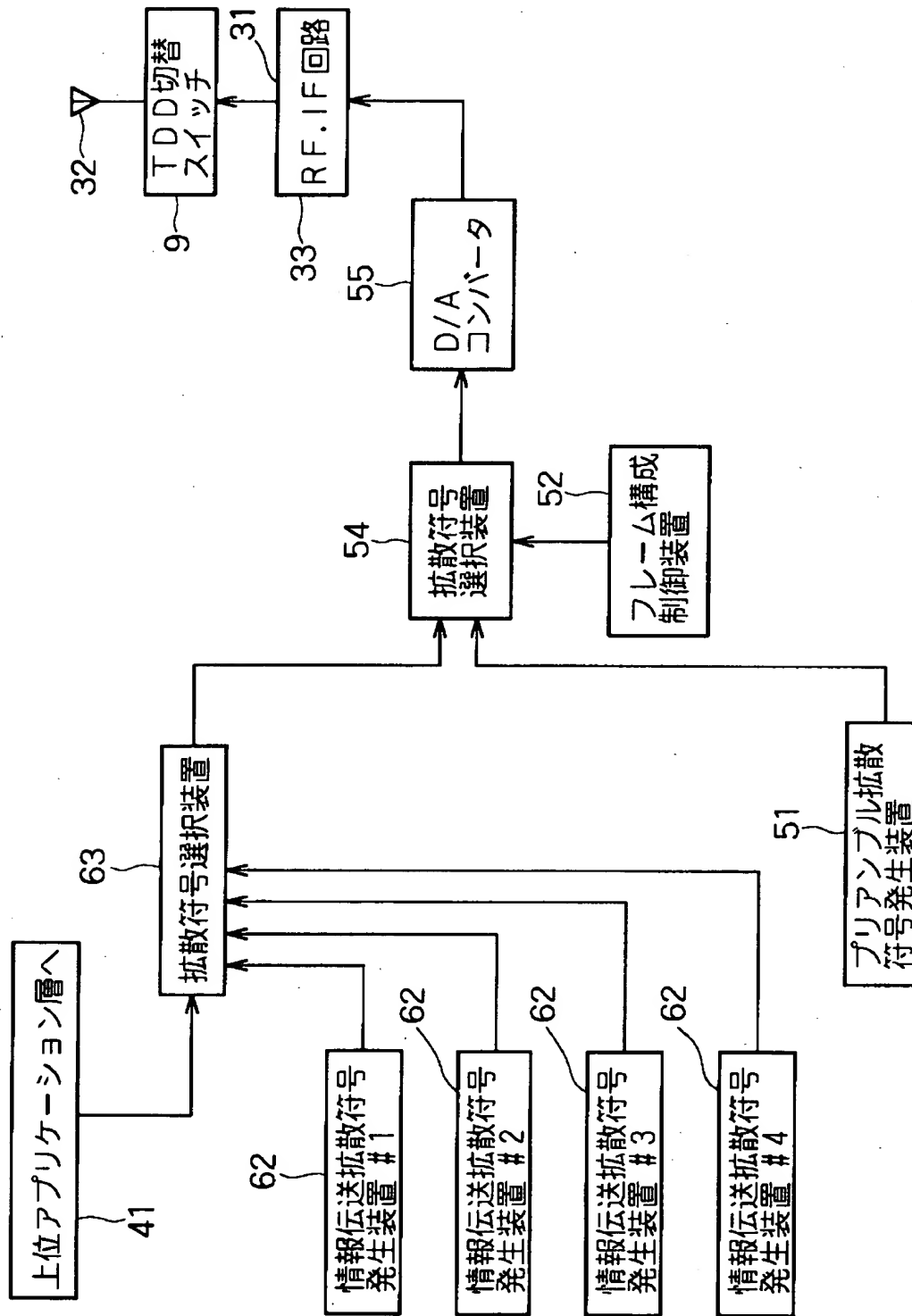




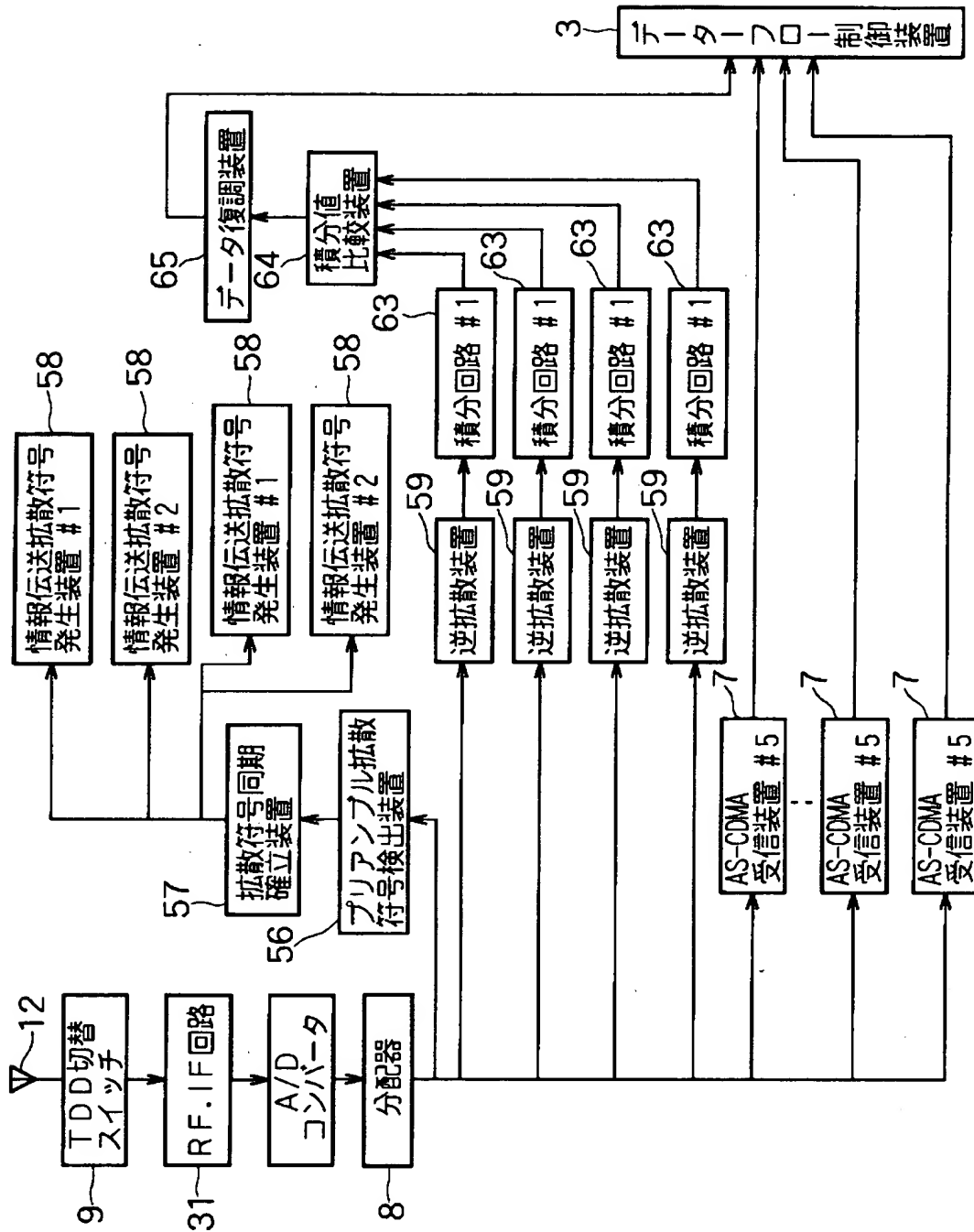
【図 13】



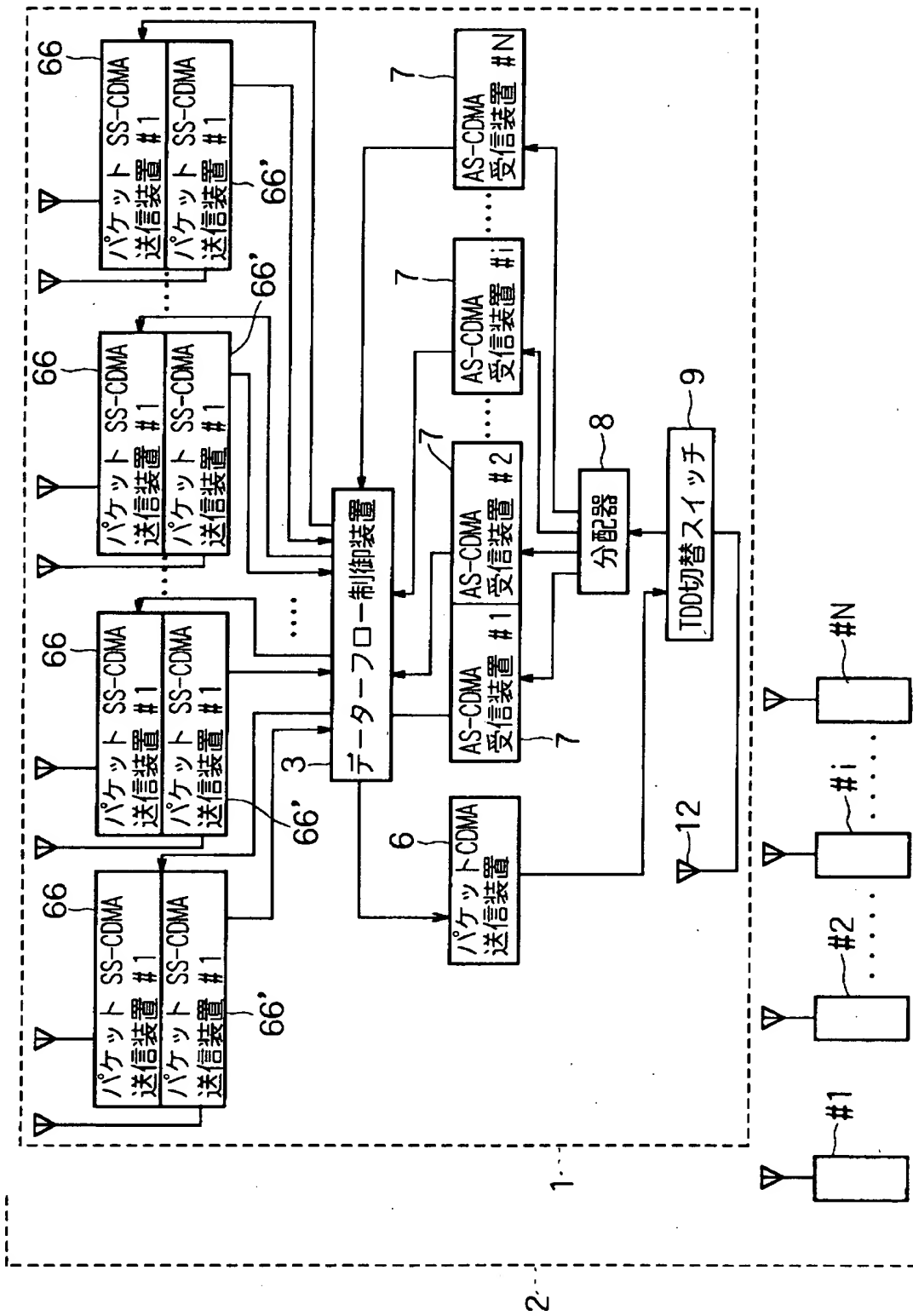
【図 14】



【図 15】

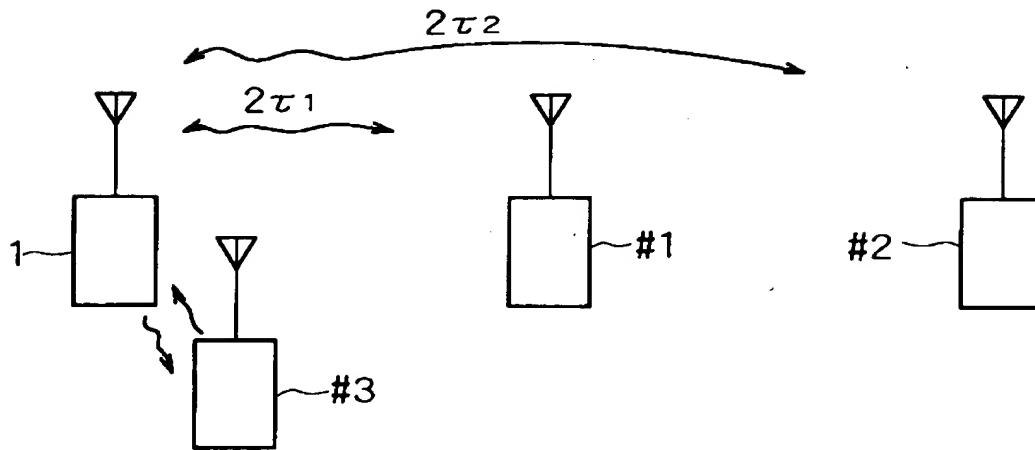


【図 16】

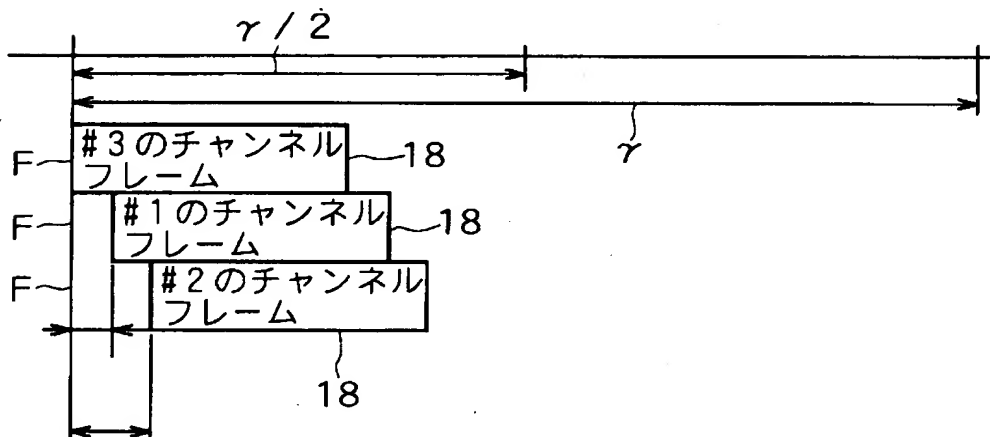


【図17】

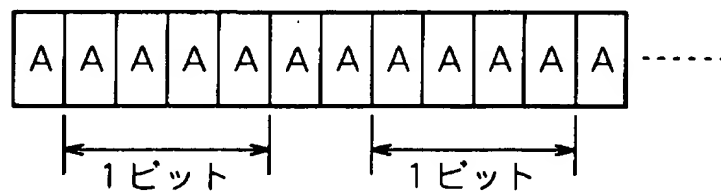
(a)



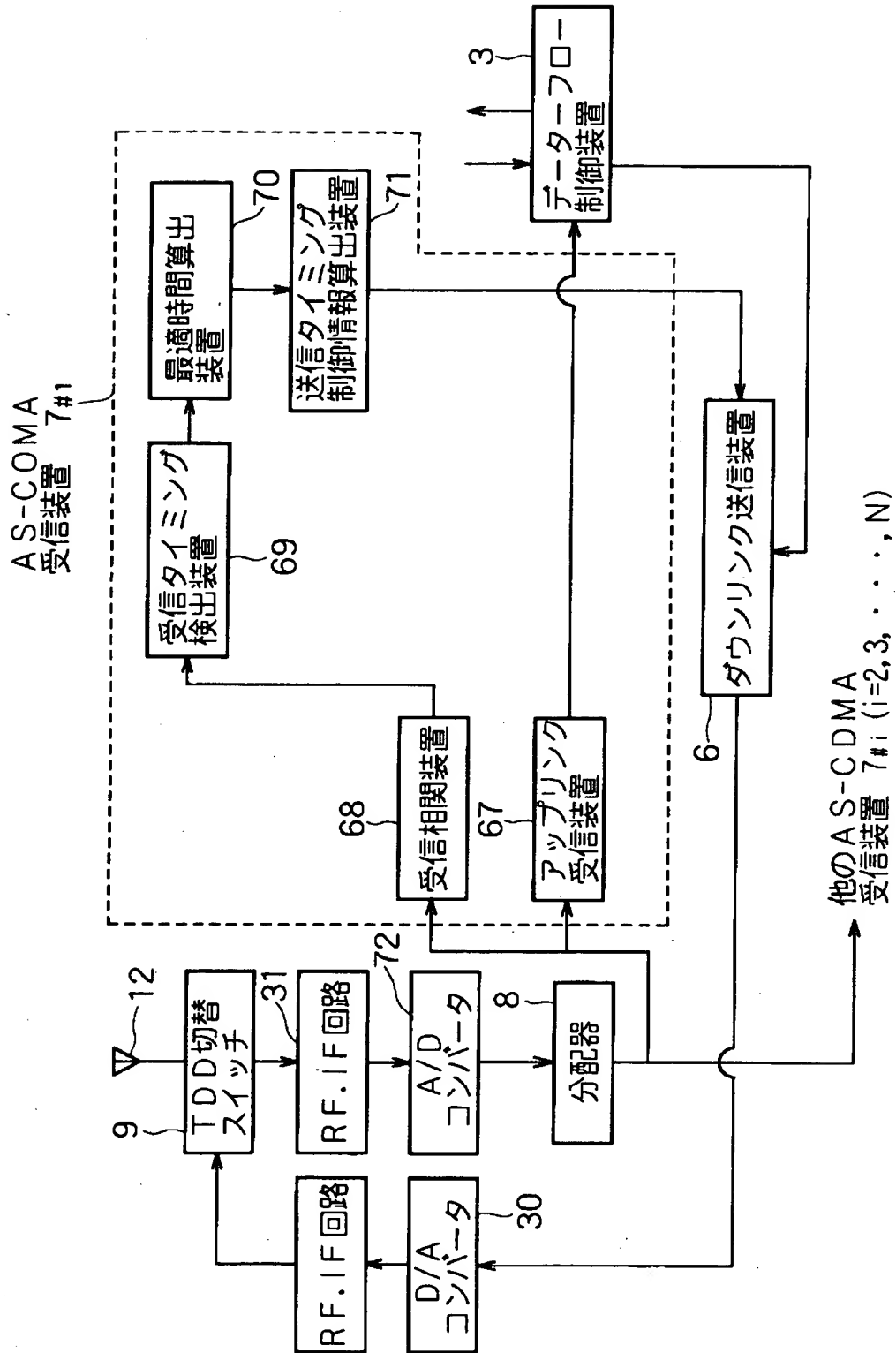
(b)



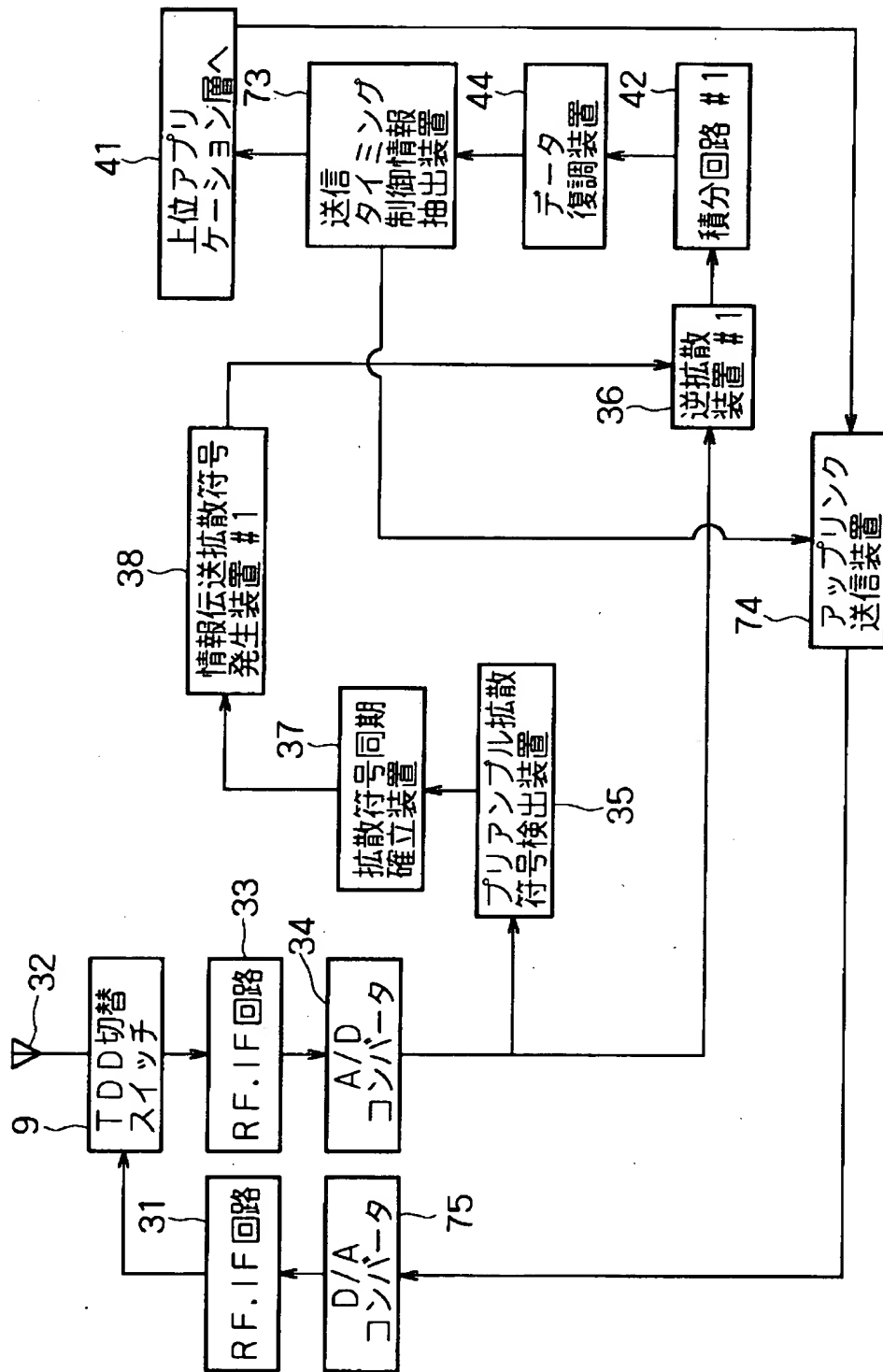
(c)



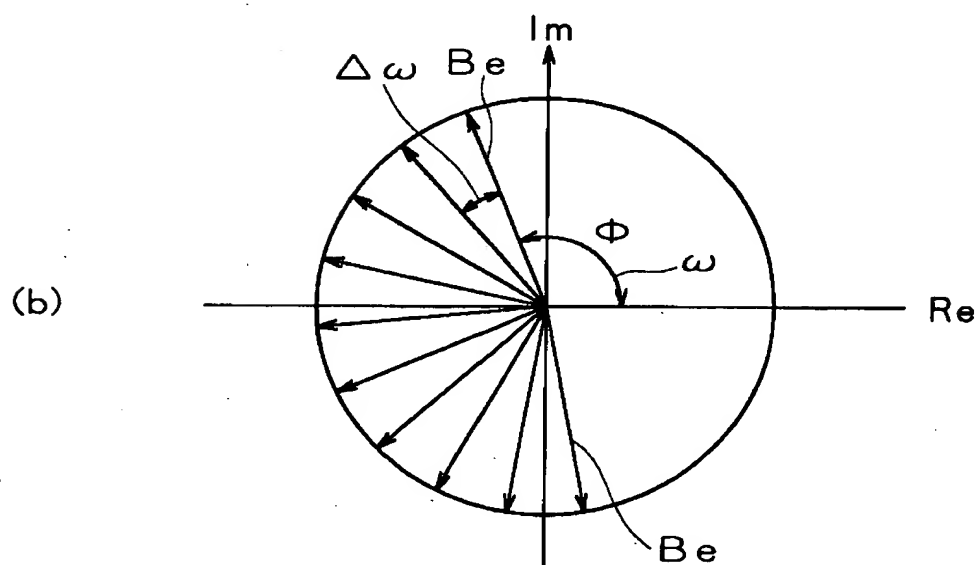
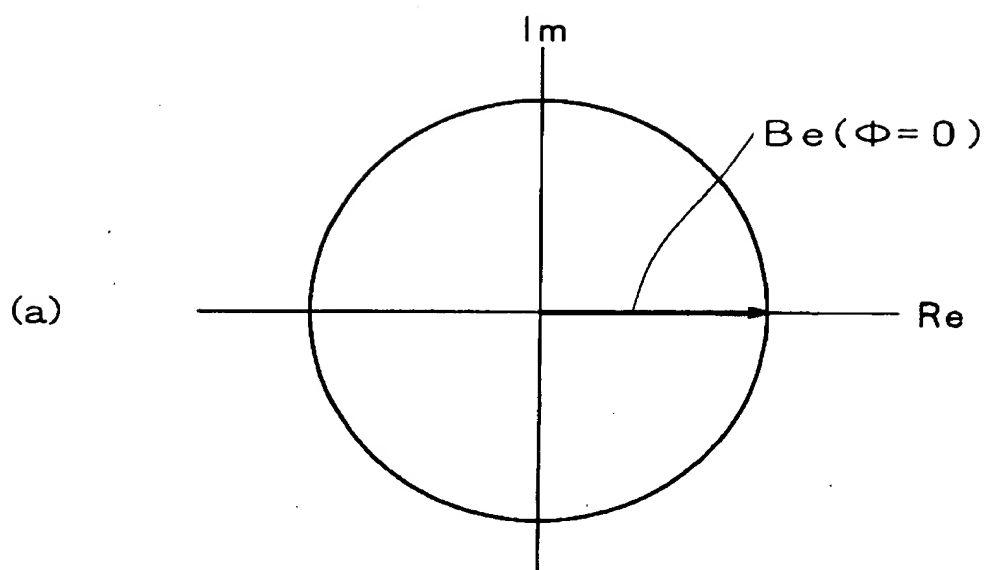
【図 18】



【図19】

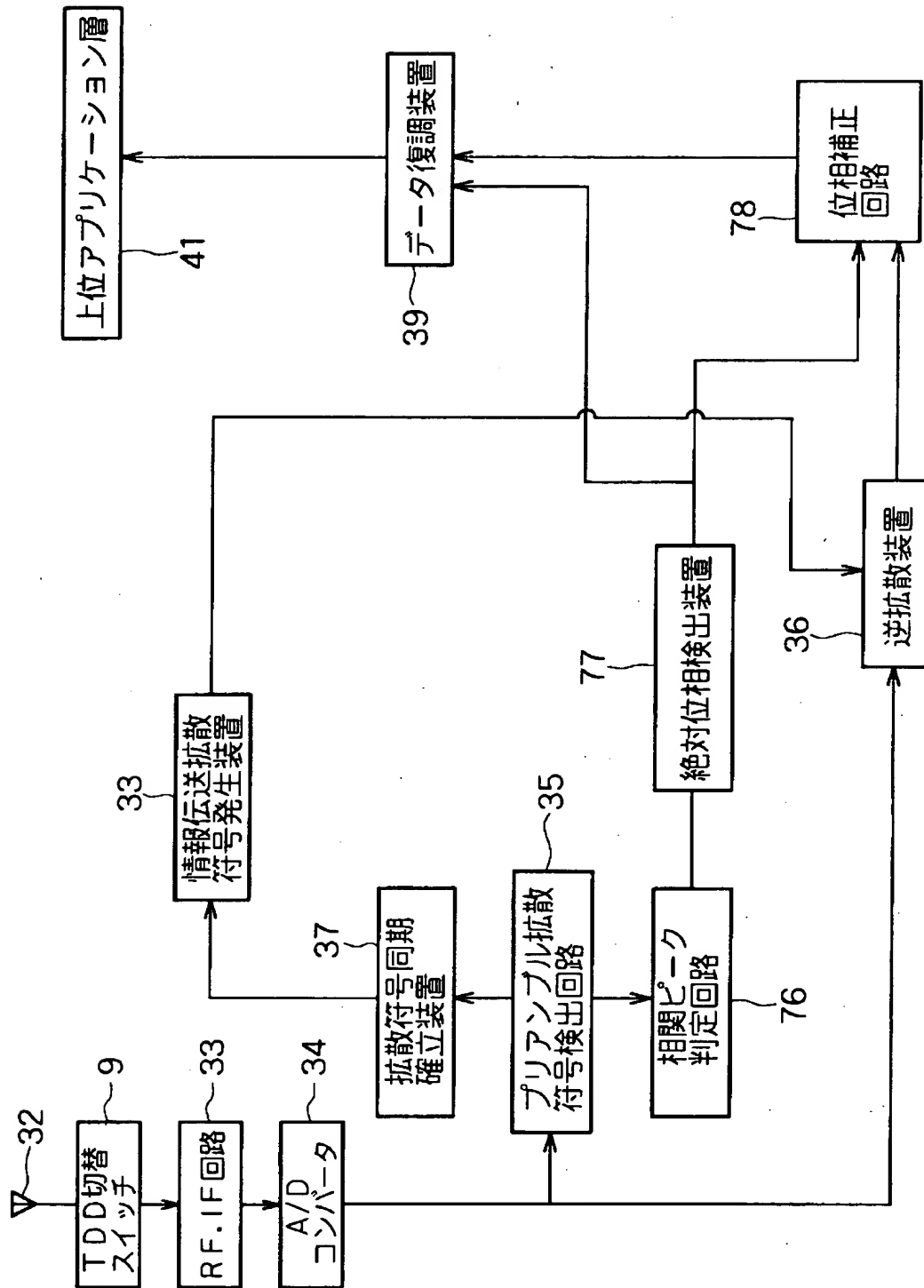


【図20】





【図 21】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 基地局間を無線により回線を確立して、基地局の配置のフレキシビリティを向上させ、もって低コストの通信網を構築することのできるセルラー方式の無線通信ネットワークシステムを提供する。

【解決手段】 本発明のセルラー方式の無線通信ネットワークシステムは、複数の基地局 1 と複数の移動局 #  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) とからなるものにおいて、基地局 1 間が無線通信によって接続されている。

【選択図】 図 1

【書類名】 新規性の喪失の例外証明書提出書  
【提出日】 平成13年 3月 5日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【事件の表示】  
    【出願番号】 特願2001- 50751  
【提出者】  
    【識別番号】 000001487  
    【氏名又は名称】 クラリオン株式会社  
【代理人】  
    【識別番号】 100082670  
    【弁理士】  
    【氏名又は名称】 西脇 民雄  
【提出物件の目録】  
    【物件名】 発明の新規性喪失の例外規定の適用を受けるための証明書  
        1 通証明書の内容 1. 信学技報 Vol. 100 No.  
        . 361 p. 23～p. 30 2000年10月  
        12日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会  
        (要部 写) 1 通 2. 信学技報 Vol. 100 No.  
        . 361 p. 31～p. 36 2000年10月  
        12日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会  
        (要部 写) 1 通 3. 信学技報 Vol. 100 No.  
        . 361 p. 37～p. 42 2000年10月  
        12日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会  
        (要部 写) 1 通 4. 信学技報 Vol. 100 No.  
        . 362 p. 1～p. 5 2000年10月13  
        日発行 発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1 通

【書類名】 新規性の喪失の例外証明提出書  
【提出日】 平成13年3月5日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【事件の表示】  
【出願番号】 特願2001-50751  
【提出者】  
【識別番号】 000001487  
【氏名又は名称】 クラリオン株式会社  
【代理人】  
【識別番号】 100082670  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 西脇 民雄  
【提出物件の目録】  
【物件名】 発明の新規性喪失の例外規定の適用を受けるための証明書  
1通

証明書の内容

1. 信学技報 Vol. 100 No. 361  
p. 23～p. 30  
2000年10月12日発行  
発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通
2. 信学技報 Vol. 100 No. 361  
p. 31～p. 36  
2000年10月12日発行  
発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通
3. 信学技報 Vol. 100 No. 361  
p. 37～p. 42  
2000年10月12日発行  
発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通
4. 信学技報 Vol. 100 No. 362

p. 1 ~ p. 5

2000年10月13日発行

発行人 社団法人 電子情報通信学会 (要部 写) 1通



(A)10100420071



証 明 願

平成 13 年 2 月 27 日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2  
氏名又は名称 クラリオン株式会社  
代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18  
西村ビル 3F  
氏名又は名称 西脇国際特許事務所  
弁理士 西脇 民雄



添付の (信学技報 Vol.100No.361) に記載の発表については、下記のとおり、(電子情報通信学会、スベクトル拡散研究会) において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

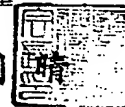
記

1. 発表題目 次世代SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク
2. 発表者 坪内 和夫
3. 発表日 2000年10月19日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格 (電子情報通信学会技術研究報告)
6. 発表の内容 (添付の (信学技報 Vol.100No.361 SST2000-41~47) のとおり)

証 明 書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13 年 3 月 / 日  
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8  
機械振興会館 2 階 202 号室  
(社) 電子情報通信学会  
会長 青木 利晴



ISSN 0913-5685  
信学技報 Vol.100 No.361

# 電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-41~47

〔スペクトル拡散〕

2000年10月19日

**EIC** 電子情報通信学会

# 電子情報通信学会技術研究報告目次

## CONTENTS

[スペクトル拡散]

[Spread Spectrum Technology]

(1) SST 2000-41	
タイミング判定法による DS/SS 信号同期捕捉に関する一検討	1
山田 真・神尾孝秀(YRP 基盤研)	
(2) SST 2000-42	
同時送信局数より少ない数の相関器から構成されるマルチユーザ受信機	7
山根敬也・岡田 啓・片山正昭(名大), 小川 明(名城大)	
(3) SST 2000-43	
孤立パイロット信号と構造パイロット応答を用いる CDMA 信号の干渉分析方式	11
富田光博・小沢 智・畔柳功芳(東京工科大), 末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-44	
[問題提起]多元接続干渉のブラインド適応抑圧法	17
宮崎照行(茨城大)	
(5) SST 2000-45	
[招待論文]次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク	
—Reconfigurable WLL—	23
坪内和夫(東北大)	
(6) SST 2000-46	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術	
—近似同期 CDMA システム—	31
高橋康一・亀田 卓・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	
(7) SST 2000-47	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術	
—SAW MP を用いたバケット SS-CDMA システム—	37
飯塚祥介・小宮 敦・亀田 卓・吉米地秀一・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	

Note: The articles in this publication have been printed without reviewing and editing as received from the authors.



(招待論文)

## 次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク ～Reconfigurable WLL～

坪内 和夫

東北大学 電気通信研究所

仙台市青葉区片平 2-1-1

Tel:022-217-5530 Fax:022-217-5533 tsubo@elec.tohoku.ac.jp

あらまし コンシューマ向けワイヤレスネットワークとして SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークを提案した。5GHz 帯 OFDM により基地局間を無線接続することにより、ネットワーク構築を容易にした。また、セル内アクセス無線回線として、下り回線にパケット CDMA 方式、上り回線に近似同期 CDMA 方式を採用し、システム設計を行って来た。本報告では、フレキシブルワイヤレスネットワークの基本コンセプトとこれらの無線通信方式を支えるデバイスの開発、(CDMA 用 SIMF、OFDM 用 FFT) について述べる。

キーワード SS-CDMA、フレキシブルワイヤレスネットワーク

## SS-CDMA Flexible Wireless Network ～ Reconfigurable WLL ~

Kazuo Tsubouchi

Research Institute of Electrical Communication

Katahira 2-1-1, Aoba-ku Sendai 980-8577, Japan

Tel:+81-22-217-5530 Fax:+81-22-217-5533 tsubo@elec.tohoku.ac.jp

Abstract We have proposed the SS-CDMA flexible wireless network for consumer multimedia network. 5GHz OFDM is employed for inter-cell wireless link over 100Mbps. The inter-cell wireless link can be obtained easy construction of the network. For the intra-cell wireless link, packet CDMA scheme for downlink and approximately synchronized CDMA scheme is employed. Complicated transmission power control is not necessary for the uplink using the AS-CDMA. The concept and the design of the SS-CDMA flexible wireless network have been described. The developments of the devices for the proposed network have been introduced.

Key words : SS-CDMA, Flexible wireless network

## 1. はじめに

携帯電話・PHSを主流とした我が国のネットワークインフラは、加入者数が8000万を越え加入電話とは同等な通信手段となってきた。i-Modeに代表されるインターネット接続サービスも1000万加入を突破し、全世界への展開も踏まえインターネット接続携帯端末としての地位も確立しつつある。さらに、W-CDMAのサービスが2001年5月から東京エリアで開始され、ワイヤレスインフラの発展はとどまるところを知らない。

一方、世界標準となった2.4GHz帯スペクトル拡散通信用ISMバンド[1,2]のコンシューマ向けワイヤレスアクセスへの応用は、これまでのSSワイヤレスLANに加えBluetooth[3]が標準化され、デジタル機器の接続へと展開している。

しかしながら、コンシューマ向けワイヤレスアクセスを利用したネットワークに関しては、未だEthernetに代表される有線LANが主流である。ネットワーク機器の価格は安価になり、PHSの自営利用、ISDN等が家庭へも普及しているが、装置の設置・設定、配線の煩雑さ、配線コストなど、真のコンシューマ向けネットワーク構築が可能になっているわけではない。

我々は、安価で構築が容易なコンシューマ向けワイヤレスネットワークとして、SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークを提案してきた[4,5]。

5GHz帯OFDMを用いた100Mbps大容量セル間無線リンクを採用し、基地局設置の際必要であった、配線敷設を不要とした。セル内ダウンリンク技術には、パケットSS-CDMA方式[8]を提案し、2.4GHzフロントエンドSAWマッチトフィルタの採用により、低消費電力受信器を実現した。セル内アップリンク技術には、近似同期CDMA方式[5,7-11]を採用し、従来のCDMAで不可欠であった送信電力制御(Transmission Power Control, TPC)を必要としないアクセスを実現した。

本報告では、SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークのコンセプトとその構成技術を示す。更に、CDMA用の新しいマッチトフィルタSIMF(Switched current matched filter)について述べる。また、セル間通信に採用するOFDM用の新しいFFTデバイスを提案し、LSI試作の結果について述べる。

## 2. SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークのコンセプト

我々は、コンシューマ向け通信システムをターゲットとしたSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークを提案している。図1に提案するネットワークの概念図を示す。本方式の特徴を以下に示す。

- (1) 運用免許不要の2.4GHz SSバンド、5GHz OFDMバンドを利用

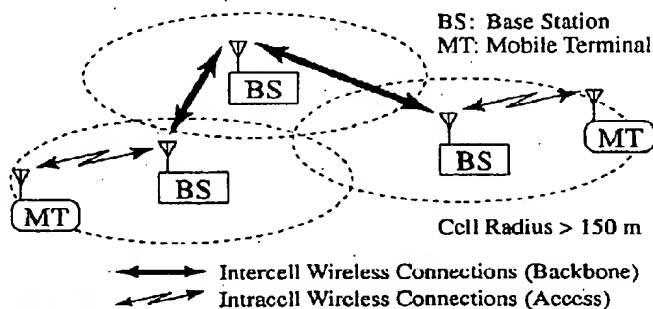


図1 SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークの概念図

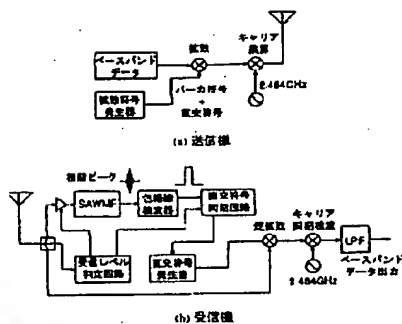


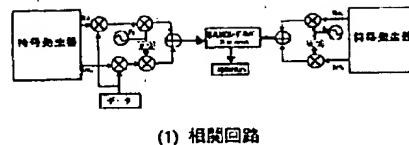
図2 パケット SS-CDMA 方式の送受信ブロック図

- (2) セル間通信の無線化により、セルラシステムを低コストかつ柔軟に構築可能
- (3) 半径 150m 程度のマイクロセルを採用
- (4) 1セル当たり 24 回線(32kb/s/ch 以上)同時運用可能

セル間通信には OFDM を用いることで、大容量無線伝送とネットワークの柔軟な構築を可能とする。セル内通信には SS-CDMA/ATDD 方式を用いることで、基地局・移動端末の低コスト化を可能とする。以下では、セル内通信方式とその運用例に関して述べる。

## 2.1 ドリ回線 ~ 2.4GHz 帯 SAW MF を用いたパケット SS-CDMA 方式

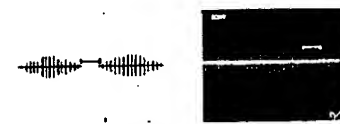
ドリ回線では、移動端末の低消費電力化が最大の課題である。図2に提案するパケット SS-CDMA 方式の送受信機構成を示す。本方式では、信号を符号同期用プリアンブル部とデータ伝送部で構成する。送信機側(図(a))ではプリアンブル部を 11-chip Barker 符号で、データ伝送部を直交 m 系列でそれぞれ拡散し送信する。各チャネルの情報はデータ伝送部の直交 m 系列によって多重化されて送信される。受信機側(図(b))では、プリアンブル部を弾性表面波マッチトフィルタ(SAW MF)によって逆拡散を行い、拡散符号同期を確立し、データ伝送部でインライン



(1) 相関回路



(a) シミュレーション (b) 実測  
(1) 自己相関特性 (fbx = fnc = 215.00 MHz)



(a) シミュレーション (b) 実測  
(2) 相互相関特性  
(fbx = 215.00 MHz, fnc = 215.11 MHz)

図3 近似同期 CDMA 用符号の相関特性

相関を行うことで、相関操作を簡略化した。SAW MF は RF フロントエンドで動作する受動素子であり、デジタル MF を用いる場合に比べ、低消費電力化に適している。

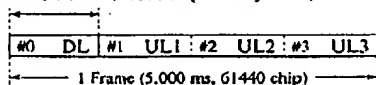
## 2.2 上り回線 ~ 近似同期 CDMA 方式

従来の公衆回線向け CDMA 方式の上り回線では、高精度な送信電力制御(TPC)を用いて、遠近問題に起因するチャネル間干渉を抑制している。しかし、高精度な TPC は高線形性のパワーアンプが必要になるなど、基地局・移動局のコストが増大するため、コンシューマ向けシステムには適さない。我々は、筑波大学の末広直樹教授によって提案された近似同期 CDMA 方式を上り回線に適用し、設計・試作を行ってきた。本方式は、セル内の各移動局からの送信信号間の同期ずれを許容した上で、チャネル間の直交性を実現できる近似同期用拡散符号を用いる。これ

表1 フレキシブルワイヤレスネットワークの諸元

周波数帯	2400-2483.5 MHz 2471-2497 MHz
アクセス方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/cell
データレート	64kbps/ch
セル分割	FDM
チップレート	12.288Mcps
セル半径	150m

1 Slot (1.250 ms, 15360 chips, 120 symbols)



FL: Downlink  
RL: Uplink

図4 ATDD スロット構成

により、高精度なTPCを用いずにチャネル間干渉を抑制することが可能となる。近似同期符号は、直交周波数変位と擬同期化により実現できる。図3に、近似同期CDMA用符号の相関特性を示す。図3(1)に示すように相関器にはSAWコンボルバを用いた。16chip直交系列を基礎系列とし、チップレート14Mcps、158chip近似同期符号を用いている。この符号を用いると、直交周波数変位により8チャネルの多重化が可能となる。図3(2)は、シミュレーション及び実験による自己相関波形、相互相関波形である。自己相関、相互相関ともに、ガードチップ区間において、チャネル間干渉の無い相関零が現れており、シミュレーション結果と実験が良く一致している。

### 2.3 WLLに適用したフレキシブルワイヤレスネットワークの運用例

表1にWLLに適用したフレキシブルワイヤレスネットワークの運用例を示す。セル内多元接続方式にはSS-CDMA/ATDD方式を用いる。また、セル分割はFDMA方式を採用する。チップレートを12.288Mchip/sとすると、2.4GHz ISM帯にインターリーブ割り当てなどを用いることで、最低7程度のFDMAチャネルを確保できる。図4にATDD/TDMA

物理スロット構成を示す。1フレームを4スロットに分割し、下り回線に1スロット、上り回線に3スロット使用する。

### 3. セル内通信方式とCC-SIMF

SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークでは、セル内通信にCDMAを用いる。これまで我々は、SAWデバイスを相関器として用いたモデム試作を行って来た[12,13]。SAWデバイスは、基本的に電力を消費せず、キャリアを含んだ状態で空間積分による相関操作が可能であるため、リアルタイム相関器として最適である。また、感度の点からもベースバンドLSIを用いた場合より優れていることがわかっている。しかしながら、サイズが大きく、Si LSIとの集積化が困難であるため、SAWデバイスに変わる新たな低消費電力相関デバイスが必要となる。

我々は、電流モードアナログ回路を用いたCurrent Cut Switched Current Matched Filterを提案し、256チップ50Mcpsにおいて10mW以下の低消費電力動作が可能であることを示してきた[14,15]。図5に、SIMFの基本回路である電流メモリ(Current

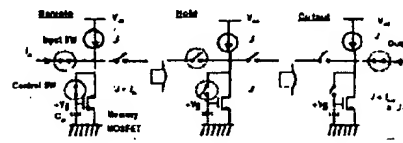


図5 Current Memoryの構造と動作

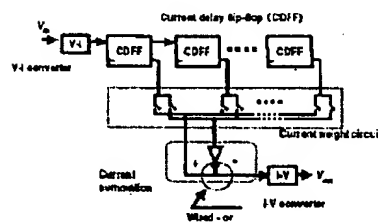


図6 FIR型SIMFのブロック図

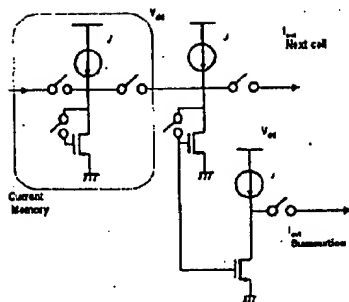


図7 Current Delay Flip-Flop (C-DFF)

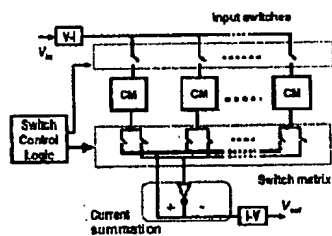


図8 パラレル型 SIMF のブロック図

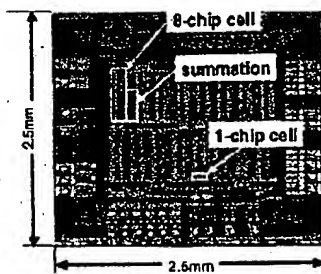
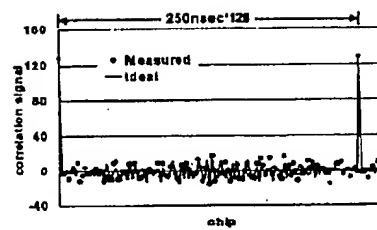
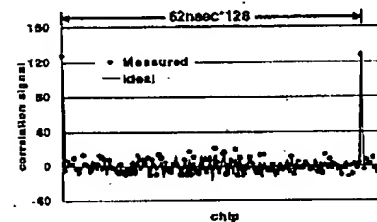


図9 試作した 128chip SIMF の写真

Memory, CM) の構造と動作を示す。2相クロックにより SW1 と SW2 を on/off することで、電流記憶、



(1) 4Mcps



(2) 16Mcps

図10 相関出力波形 (実測)

出力を実現可能である。アナログ用の精度の高い受動素子 (コンデンサなど) を必要としないため、従来のデジタル LSI プロセスと同様のプロセスによりデバイスを作製することができる。図 6 に、FIR 構造の SIMF ブロック図を示す。遅延線を作成する Current Delay Flip-Flop(C-DFF)は、図 7 に示すように CM を複数用いて構成する。入力信号は、C-DFF により記憶・遅延され、参照信号で決定されるパターンで加算される。SIMF における最大の問題点は、遅延線の電流転送により発生する電流伝送誤差累積 (Current Transfer Error Accumulation) である。電流転送による転送誤差が 1% 以下であっても、転送回数が 100 以上になると、転送誤差累積は SIMF の相関特性を著しく劣化させる。図 8 に、パラレル型 SIMF[16,17]を示す。並列に配置した電流メモリに受信信号を順次記憶する方法を採用し、電流転送回数を低減することで電流転送誤差累積の問題を解決した。図 9 に、試作した 128chip パラレル SIMF のチ

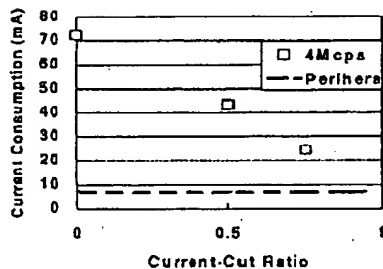


図 11 電流カット率と消費電流

アップ写真を示す。8chipSIMF を基本構成としたブロック構造設計を採用している。図 10 に、4Mcps 及び 16Mcps の相関出力波形を示す。拡散符号には、128chip 直交 m 系列を用いた。相関出力はいずれの場合も、128chip 直交 m 系列の特徴と良く一致しており、試作した SIMF LSI が動作していることがわかる。

試作した LSI を用いて Current-Cut 動作を確認した。Current-Cut は、CM の Hold 期間において、必要のない電流源の動作を停止し、消費電力を低減する手法である。図 11 は、Current-Cut 率と消費電流の関係である。チップレートは、4Mcps とした。点線は、周辺回路による定常電流を示している。電流カット率を、0、50、75%と増加させると、消費電流は減少し、大幅な消費電力低減が可能である。

#### 4. セル間通信方式と FFT LSI

SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークでは、セル間無線リンクに 5GHz 帯 OFDM を用いる。図 12 に OFDM の送受信ブロック図を示す。送信部の IFFT、受信部の FFT がモデム試作のポイントとなるデバイスである。従来、FFT/IFFT には DSP を用いるのが一般的である。DSP を用いる FFT/IFFT は消費電力が 100mW 以上必要となるため、基地局のバッテリー動作を考えた場合、低消費電力動作の新しいデバイスが必要である。

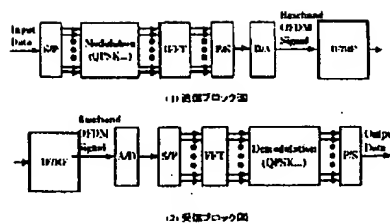


図 12 OFDM の送受信ブロック図

**8×8 FFT matrix**

$$\text{FFT matrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & j & 1 & -j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -j & 1 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & j & 1 & -j \end{bmatrix}$$

図 13 8 ポイント FFT 行列

**Rounded FFT matrix**

$$\text{Rounded FFT matrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & j & 1 & -j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -j & 1 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & j & 1 & -j \end{bmatrix}$$

図 14 Rounding を行った FFT 行列

我々は、本章で述べた電流モードアナログ回路を用いて、新しい FFT/IFFT デバイスを提案、設計試作した[10]。図 13 に、8 ポイント FFT を実現する 8x8 マトリックスを示す。FFT 行列は、実数行列と虚数行列に分離できる。虚数行列の演算は、カレントミラーによる電流反転回路で実現できる。実数行列の演算は、正確に実現することは非常に困難である。我々は、実数演算を実現するため、Rounding を導入した。図 14 に示すように、実数の桁数を減らし、演算そのものを簡略化する。実数行列を簡略化した。Rounding Step を決定するために、シミュレーションにより BER 特性の評価を行った。図 15 に、Rounding Step を変数とした OFDM の BER 特性を示す。Rounding Step が 0.2 以下であれば、通信品質への影響が少ないことがわかる。実数行列の演算は、

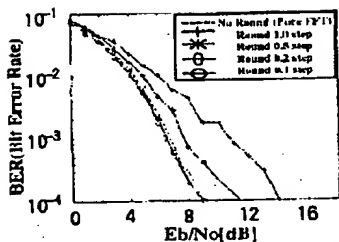


図 15 Rounding を行った場合の OFDM 伝送特性  
Gate Width Ratioed Current Mirror

Gate-Width Ratioed Current mirror により実現できる。入力 MOSFET と出力 MOSFET のゲート幅を、実数行列で決定される比にすることで、電流の乗算が行われる。符号は電流の方向で決定する。図 16 に、シミュレーションによる動作波形を示す。設計した FFT LSI は、数学的に求めた出力に比例した出力電流が得られることを確認した。図 17 に設計したチップ写真を示す。チップサイズは、7mm×7mm である。

8 ポイント FFT LSI の消費電力から、5GHz 帯 OFDM の規格である 52 キャリアを発生するための 64 ポイント FFT LSI の消費電力を見積もってみる。8 ポイント FFT LSI の消費電力は、電源電圧 1.1V で 4.92mW であった。64 ポイント FFT へ拡張すると、約 40mW となる。ここで、80% の Current-Cut を用いると、消費電力は 8mW と見積もることができる。

##### 5. まとめ

コンシューマ向けワイヤレスネットワークとして SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークを提案した。セル間通信に 5GHz OFDM を用いることで、大容量バックボーン回線の実現と基地局設置のフレキシビリティを得ることができる。セル内ダウンリンク技術には、パケット SS-CDMA 方式を提案し、2.4GHz フロントエンド SAW マッチドフィルタの採用により、低消費電力受信器を実現した。セル内アップリンク技術には、近似同期 CDMA 方式を採用し、従来の CDMA で不可欠であった送信電力制御

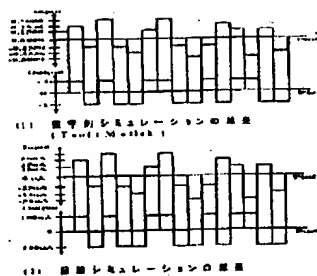


図 16 設計した FFT LSI の動作特性

工程プロセス  
0.8μm CMOS process  
Foundry : AMS  
Broker : CMP, France

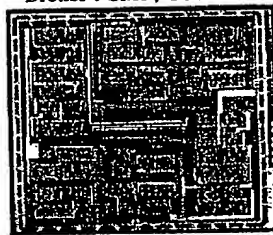


図 17 試作したチップ写真

(Transmission Power Control, TPC)を必要としないアクセスを実現した。

さらに、新しい電流モードアナログ回路を用いた CDMA 用 SIMF を試作し、16Mbps・128chip SIMF を実現した。更に、4Mbps 動作で 75% Current-Cut を実現し、低消費電力動作が可能であることを示した。OFDM 用 FFT LSI を提案、シミュレーションにより動作を確認した。5GHz 帯 OFDM のスペックにマッチした 64 ポイント FFT LSI において、消費電力 10mW 以下の実現の可能性を示した。

参考文献

- [1] 電波産業界, "小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム 標準規格", RCR-STD-33, 1993 年 3 月.
- [2] 電波産業界, "第二世代小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム 標準規格", RCR-STD-T66, 1999 年 12 月.
- [3] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver. 1.0B, Dec. 1999.
- [4] K. Tsubouchi and K. Masu, "Wireless Multimedia: SS-CDMA Technology," Proc. Int. Symp. Future of Intellectual Integrated Electron. (ISFIE, Sendai, Japan), pp. 259-268, 1999.
- [5] S. Kameda, K. Takahashi, T. Kamata, J. S. Cha, H. Nakase, K. Masu and K. Tsubouchi, "Design and Implementation of Intracell reverse link using approximately synchronized CDMA," 11<sup>th</sup> IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC2000, London, UK), pp. 256-260, Sept. 2000.
- [6] 元吉克孝, 益 一哉, 坪内和夫, "2.4GHz 帯フロントエンド SAW マッチフィルタを用いたパケット SS-CDMA 方式," 信学技報, SST-98-47, pp.45-50, 1998.
- [7] N. Suehiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequence," Proc. Int. Symp. Personal Commun., '93-Nanjing, pp.179-184, Oct. 1993.
- [8] N. Suehiro, "A signal design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.12, no.5, pp.837-841, June 1994.
- [9] 鎌田武彦, 小石高裕, 末広直樹, 益 一哉, 坪内和夫, "チャネル間干渉のない近似同期 CDMA 用符号 - SAW コンボルバを用いた回路構成法の検討 -, " 信学技報, SST98-51, pp.13-18, 1998.
- [10] N. Suehiro, T. Kamata and K. Tsubouchi, "SAW implementation of quadriphase signals for approximately synchronized CDMA systems without detection sidelobe nor co-channel interference," 1997 Int. Symp. Radio Propagation (ISRP'97, Qingdao, China), pp.474-477, Aug. 1997.
- [11] 藤本慎二, 鎌田武彦, 末広直樹, 藤本有毅, 益一哉, 坪内和夫, "チャネル間干渉のない近似同期 CDMA 用符号 - 擬同期化符号を用いた CDMA システムの検討 -, " 信学技報, SST97-49, pp.45-50, 1997.
- [12] K. Tsubouchi and N. Mikoshiiba, "An asynchronous multi-channel spread spectrum transceiver using a SAW convolver," Proc. 1989 Ultrasonics Symp. (IEEE, New York, 1989), pp.165-172, 1989.
- [13] H. Nakase, T. Kasai, Y. Nakamura, K. Masu and K. Tsubouchi, "One chip demodulator using RF front-end SAW correlator for 2.4 GHz asynchronous spread spectrum modem," The fifth IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Commun. (PIMRC'94, Den Haag, Netherland, 1994), pp.374-378, 1994.
- [14] 藤田康仁, 益一哉, 坪内和夫, "次世代 Si プロセスを用いた Digital Matched Filter の検討," 信学技報, IT96-64, p.19-24, 1997.
- [15] 小石高裕, 藤田康仁, 益一哉, 坪内和夫, "Si プロセスを用いた高速, 低消費電力 Matched Filter の検討," 信学技報, SST97-50, p.51-56, 1997.
- [16] K. Togura, K. Kubota, K. Masu and K. Tsubouchi, "Novel Low-Power Switched Current Matched Filter for DS-CDMA Wireless Communication," Ext. Abst. 1999 Int. Conf. Solid State Devices and Materials (SSDM99, Tokyo, Japan), pp.442-443, Sep. 1999.
- [17] Kenji Togura, Koji Kubota, Hiroyuki Nakase, Kazuya Masu and Kazuo Tsubouchi, "Novel Low-Power Switched-Current Matched Filter for Direct-Sequence Code-Division-Multiple-Access Wireless Communication," Jpn. J. Appl. Phys., vol. 39, Part 1, no. 4B, pp.2301-2304, April 2000.
- [18] S. K. Kim, J. S. Cha, H. Nakase and K. Tsubouchi, "Novel FFT LSI for OFDM Using Current Mode Circuit," Ext. Abst. 2000 Int. Conf. Solid State Devices and Materials (SSDM2000, Sendai, Japan), pp.384-385, Aug. 2000.



#### 複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外、著作権者から複写機等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の転載・翻訳のような複写以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会  
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kammeri@msh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

#### Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

##### Except in the USA

Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)  
41-8 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan  
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kammeri@msh.biglobe.ne.jp

##### In the USA

Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: <http://www.copyright.com>

電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol.100 No.361  
2000年10月12日 発行

#### IEICE Technical Report

© 電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団法人 電子情報通信学会 事務局長 家田 信明

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団法人 電子情報通信学会 電話 (03) 3433-6691  
郵便振替口座 00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers.  
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,  
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved and no part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopy, recording, or any information storage and retrieval system, without permission in writing from the publisher. Notwithstanding, instructors are permitted to photocopy isolated articles for noncommercial classroom use without fee.



13

## 証 明 願

平成 13 年 2 月 27 日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2  
氏名又は名称 クラリオン株式会社  
代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18  
西村ビル 3F  
氏名又は名称 西脇国際特許事務所  
弁理士 西脇 民雄



添付の「信学技報 Vol.100No.361」に記載の発表については、下記のとおり、「電子情報通信学会、スペクトル拡散研究会」において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

## 記

技術

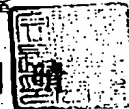
1. 発表題目 SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線
2. 発表者 高橋 康一 亀田 卓 中瀬 博之 坪内 和夫
3. 発表日 2000年10月19日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格 (電子情報通信学会技術研究報告)
6. 発表の内容 (添付の「信学技報 Vol.100No.361 SST2000-41~47」のとおり)



## 証 明 書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13 年 3 月 / 日  
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8  
機械振興会館 2 階 202 号室  
(社) 電子情報通信学会  
会 長 青 木 利



ISSN 0913-5685  
信学技報 Vol.100 No.361

14

# 電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-41~47

〔スペクトル拡散〕

2000年10月19日

**EIC** 社団法人 電子情報通信学会

---

15

## 電子情報通信学会技術研究報告目次

### CONTENTS

[スペクトル拡散]

[Spread Spectrum Technology]

(1) SST 2000-41	
タイミング判定法による DS/SS 信号同期捕捉に関する一検討.....	1
山田 真・神尾享秀(YRP 基盤研)	
(2) SST 2000-42	
同時送信局数より少ない数の相関器から構成されるマルチユーザー受信機.....	7
山里敬也・岡田 啓・片山正昭(名大), 小川 明(名城大)	
(3) SST 2000-43	
孤立パイロット信号と構造パイロット応答を用いる CDMA 信号の干渉分析方式.....	11
富田光博・小沢 智・畔柳功芳(東京工科大), 末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-44	
〔問題提起〕多元接続干渉のブラインド適応抑圧法.....	17
宮嶋銀行(茨城大)	
(5) SST 2000-45	
〔招待論文〕次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク	
—Reconfigurable WLL—.....	23
坪内和夫(東北大)	
(6) SST 2000-46	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術	
—近似同期 CDMA システム.....	31
高橋康一・亀田 卓・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	
(7) SST 2000-47	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術	
—SAW MF を用いたパケット SS-CDMA システム.....	37
飯塚祥介・小室 敦・亀田 卓・吉米地秀一・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	

Note: The articles in this publication have been printed without reviewing and editing as received from the authors.

## SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術 — 近似同期 CDMA システム

高橋 康一 亀田 卓 中瀬 博之 坪内 和夫

東北大学電気通信研究所

〒980-8577 仙台市青葉区片平 2-1-1

TEL:022-217-5532 FAX:022-217-5533

E-mail: kou@riec.tohoku.ac.jp

あらまし 我々は SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークの上り回線技術として、近似同期 CDMA システムを提案している。このシステムでは、各移動局が下り回線の信号を基に緩やかな同期（近似同期）を取り、各移動局・基地局の距離差に起因する信号の到達時間差を許容し、近似同期状態でもチャネル間の直交性を実現できる近似同期符号を用いる。この近似同期符号は、擬周期化と直交周波数搬送位相法を用いて設計される。従って、最近問題の解決のために高精度な送信電力制御（TPC）を必要としない。今回は、キャリア周波数搬送位相に着目した計算機シミュレーションによる評価と、試作モデムを用いた直交周波数搬送位相による 4ch 多重化伝送の実証を行い、本システムが高精度な送信電力制御を必要としない上り回線技術であることを示す。

キーワード 近似同期 CDMA システム、擬周期化、直交周波数搬送位相、近似同期符号、SAW コンボルバ

## SS-CDMA Flexible Wireless Network: Approximately Synchronized CDMA Modem for Uplink

Kouichi Takahashi Suguru Kameda Hiroyuki Nakase Kazuo Tsubouchi

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University

Katahira 2-1-1, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan

TEL: +81-22-217-5532 FAX: +81-22-217-5533

E-mail: kou@riec.tohoku.ac.jp

**Abstract** We have proposed an intracell uplink of an SS-CDMA flexible wireless network based on an approximately synchronized (AS) CDMA. The AS-CDMA features no co-channel interference during a guard-chip duration. A sequence with the guard-chip duration can be designed using pseudo periodic method and the orthogonal frequency multi-channel method. The uplink without co-channel interference does not require the complete transmission power control (TPC), which is indispensable in the conventional systems such as IS-95. The AS-CDMA modem has been designed and implemented for Japanese 2.4GHz SS band. Using the implemented AS-CDMA modem, the BER performance of 4ch multi-transmission has been measured. The degradation of  $E_b/N_0$  at a BER of  $10^{-2}$  is 3.5 dB, and the desired-undesired signal power ratio (DUR) is -8 dB.

**Key words** Approximately synchronized CDMA system, Pseudo periodic method, Orthogonal frequency multi-channel method, SAW convolver

## 1. はじめに

近年、携帯電話が爆発的に普及し、公衆回線を利用してモバイル環境で音声通信だけでなく電子メールの送受信やインターネットへのアクセス等の様々なサービスが享受できる環境が整いつつある。一方、コンシューマ回線(自営回線)に目を向けると、2.4GHz ISM帯 [1] を利用したワイヤレス LAN やデジタル機器をつなぐ Bluetooth [2] などが提案されているものの、ユーザがワイヤレスネットワークをより柔軟に設置・運用できる技術はまだない。

我々の研究グループでは、符号分割多元接続 (CDMA) を用いて、コンシューマ向け無線通信ネットワークをターゲットとした「SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク」の基礎研究・開発を行っている。この技術は、工場内など劣悪な電波環境下においても高信頼性・高品質の双方向通信を実現し、ユーザによる簡易な設置・運用、さらには有線 LAN 並みの低コスト運用を可能とする小規模セルラシステムの構築を目指している。

図 1 に SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークの概念図を示す。このネットワークは、(1) セル間通信に OFDM を用いた 100Mbps 程度の大容量無線リンクを採用し、基地局のフレキシブルな設置を可能とする。(2) セル内通信には日本の 2.4GHz ISM 帯に合わせた SS-CDMA / ATDD (Asymmetric time-division duplex) を採用する。表 1 に目標値を示す。

下り回線では、「パケット SS-CDMA システム」 [3]-[5] を提案し、すでに試作モデルによる評価を行った。このシステムの特徴は、次の 3 点にある。(1) 各チャネル共通の同期用プリアンブルに同期 11chip の Barker 符号を用い、これをデータ拡散の符号周期に合わせてバースト送信する。(2) データ拡散符号は直交 M 系列を用いて多チャネル化及びマルチコードによる多重化を行う。(3) 受信側で、この同期用プリアンブルを 2.4GHz 帯フロントエンド動作する AIN/Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> SAW MF (surface-acoustic-wave matched-filter) を用いることで、非同期かつ低消費電力で同期捕捉が行える。

上り回線では、移動局がセルの各部に散らばっており、各移動局と基地局との伝播距離が違ふ。そのため、各移動局から信号が「非同期」に受信される。従来からある直交 M 系列や Walsh 符号等の直交符号を拡散符号に用いた場合、チャネル間干渉が発生する。また、伝播距離の違いから基地局に到達した各チャネルの信号電力が異なり、基地局から遠い局の信号が近い局の信号によって著しい干渉を受ける遠近問題が発生する。

IS-95 等の従来のシステムでは、遠近問題の解決のために 1dB ステップの高精度な送信電力制御 (TPC) を行なっている。しかし、高精度な TPC を実現するためには、基地局が 1msec オーグで各移動局に向けて制御信号を送ること、また移動局は広帯域・広線形なパワー

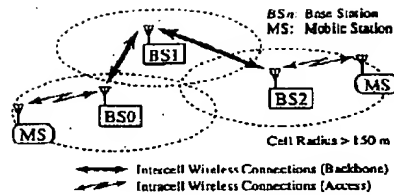


図 1: SS-CDMA フレキシブルネットワークの概念図

表 1: SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークのセル内通信の目標値

多セル化方式	FDMA
多元接続方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/セル
データ伝送速度	双方向: 64.0kbps 以上
セル半径	> 150m
周波数帯域	2400~2483.5MHz
移動速度	歩行者程度

ンプが不可欠であることから、システムの複雑化や基地局の良大な構築コストを許容せざるを得ない。

我々のグループが提案している「近似同期 CDMA システム」 [6]-[9] は、各移動局が「下り回線の信号を基に横やかな同期 (近似同期) を取り、各移動局・基地局間の距離差に起因する信号の到達時間差を許容して直交性を確保できる拡散符号 (近似同期符号) を用いる。その結果、ガードアップ区間においてチャネル間の直交性を実現し、高精度な TPC を用いることなく遠近問題を解決できる。

本報告では、近似同期 CDMA システムの基礎的な特性を評価することに主眼を置き、次の点について検討した。まず計算機シミュレーションにより、キャリア周波数誤差による BER 特性の評価を行う。次に SAW コンパイルバを IF 段で用いたモデルの動作を行い、その特性を示す。

以上より、近似同期 CDMA システムが高精度な送信電力制御を必要としないうり回線技術であることを示す。

## 2 近似同期 CDMA システム

### 2.1 概要

近似同期 CDMA システムでは、符号の直交性を用いてチャネル間を分離し、高精度な TPC を用いることなく遠近問題を解決する。そのために、各移動局からの信号が基地局に届く到達時間差を許容し直交性を確保できる拡散符号を用いる。

図 2 に近似同期 CDMA における送受信信号のタイミングチャートを示す。基地局 (BS) が下り信号の送信を

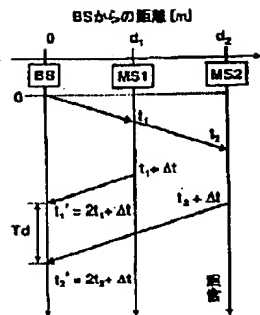


図2 受信信号のタイミングチャート

終了し、基地局からの伝送距離 ( $d_1$ ) が最短の位置にある移動局 (MS1) の上り信号が到達してから、伝送距離 ( $d_2$ ) が最長の位置にある移動局 (MS2) の信号が到達するまでの時間差 ( $T_d$ ) は、光速を  $C$  とすると (1) 式で表せる。

$$T_d = t_2 - t_1 = 2(t_2 - t_1) = 2(d_2 - d_1)/C \quad (1)$$

ここで、セル半径を  $R_{cell}$  とすると、各移動局から基地局に到達する信号の最大時間差 ( $T_{dmax}$ ) は、(2) 式と見做ることができる。

$$T_{dmax} = 2R_{cell}/C \quad (2)$$

近似同期 CDMA システムでは、直交周波数変位手法と擬同期化によって設計された近似同期符号を用いる。直交周波数変位は、擬同期化によって符号の周期性が保たれている時間 (ガードチップ時間;  $T_g$ ) だけ、チャネル間の直交性を実現する。そこで、ガードチップ時間がこの最大時間差 ( $T_{dmax}$ ) の2倍よりも大きくなるように符号を設計することで、チャネル間干渉をなくし、セル半径  $R_{cell}$  を設計するとチャネル間干渉がなく、高精度な TPC を用いることなく遠近問題を解決できる。

$$T_g \geq 2T_{dmax} = 4R_{cell}/C \quad (3)$$

なお、実際の電波環境では、マルチパス等の影響で各移動局から基地局に到達する信号の最大時間差がさらに大きくなる。よって、全く干渉のなく通信を行えるセル半径は、これよりも小さくなるが本論文では議論しない。

## 2.2 直交周波数変位

近似同期 CDMA システムでは、周波数変位の直交性を用いてチャネル分離を行う。そのための符号の設計法を、周期  $2$  の直交系列  $A = \{1, j\}$  を基礎系列を例に用いて

チャネル数を  $3ch$  とする方法を説明する。なお、直交周波数変位はいかなる符号も基礎系列とすることが可能である。

まず、基礎系列  $A$  をフーリエ変換 ( $\sqrt{2}F_2$ ) すると、周波数スペクトラム ( $W_0^1, W_0^2$ ) が得られる。ここで、 $W_N^M = \exp\left(\frac{2\pi j}{N} M f\right)$  を意味している。

$$\sqrt{2}F_2 \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_0^1 \\ W_0^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

現れた周波数スペクトラムの各要素の間に必要なチャネル数の分だけ  $0$  を挿入し、( $W_0^1, 0, 0, W_0^2, 0, 0$ ) を生成する。これを巡回し、各列が互いに直交するように要素をずらして配置すると、3つの列ベクトルからなる (6) 式の左辺の行列となる。この行列に逆フーリエ変換 ( $\sqrt{3}F_0^{-1}$ ) を施すと右辺となる。

$$\sqrt{3}F_0^{-1} \begin{bmatrix} W_0^1 & 0 & 0 \\ 0 & W_0^2 & 0 \\ 0 & 0 & W_0^1 \\ W_0^2 & 0 & 0 \\ 0 & W_0^1 & 0 \\ 0 & 0 & W_0^2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & W_{12}^0 & W_{12}^0 \\ j & W_{12}^1 & W_{12}^1 \\ 1 & W_{12}^2 & W_{12}^2 \\ j & W_{12}^3 & W_{12}^3 \\ 1 & W_{12}^4 & W_{12}^4 \\ j & W_{12}^5 & W_{12}^5 \end{bmatrix} \quad (5)$$

この行列の第一列目は、基礎系列  $A$  を  $k=3$  回繰り返すことで生成された符号  $A_0$  となる。

$$A_0 = \{A, A, A\} = \{1, j, 1, j, 1, j\} \quad (6)$$

この繰り返しの回数、直交周波数変位によるチャネル数となり、この場合は3となる。

次に、第二列目は、 $A_0$  の積分時間の逆数に相当する周波数を  $\Delta f$  とした時に、 $A_0$  に  $\Delta f$  に相当する回転 ( $W_{12}^1, W_{12}^2, W_{12}^3, W_{12}^4, W_{12}^5, W_{12}^6$ ) を与えたものに等しい。第三列目は、 $A_0$  に  $2\Delta f$  に相当する回転を与えたものに等しい。

$$\begin{bmatrix} 1 & W_{12}^0 & W_{12}^0 \\ j & W_{12}^1 & W_{12}^1 \\ 1 & W_{12}^2 & W_{12}^2 \\ j & W_{12}^3 & W_{12}^3 \\ 1 & W_{12}^4 & W_{12}^4 \\ j & W_{12}^5 & W_{12}^5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \cdot W_{12}^0 & 1 \cdot W_{12}^0 \\ j & j \cdot W_{12}^1 & j \cdot W_{12}^1 \\ 1 & 1 \cdot W_{12}^2 & 1 \cdot W_{12}^2 \\ j & j \cdot W_{12}^3 & j \cdot W_{12}^3 \\ 1 & 1 \cdot W_{12}^4 & 1 \cdot W_{12}^4 \\ j & j \cdot W_{12}^5 & j \cdot W_{12}^5 \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで、あるチャネルに拡散符号  $A_0$ 、キャリア周波数  $f_0$  を割り当てるとする。これを  $\{A_0\}_{f_0}$  と表すと、この  $3ch$  はそれぞれ  $\{A_0\}_{f_0}$ 、 $\{A_0\}_{f_0+\Delta f}$ 、 $\{A_0\}_{f_0+2\Delta f}$  となる。

## 2.3 擬同期化

直交周波数変位によるチャネル間の直交性は、符号の周期性が保たれる時、すなわち擬同期の時のみ成立する。しかしながら、情報伝送を行うための変調を行うと、受

同様の相関器では、奇相関となる場合が存在する。そこで、符号の周期性を保つように擬周期化を行う。

まず、周期  $N$  の基礎系列  $S$  がある。この前後に符号の周期性を保つよう、それぞれ  $L$  chip の付加チップをつけ、周期  $N+2L$  の符号  $S_p$  を作る。

$$S = \{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{N-1}\} \quad (8)$$

$$S_p = \underbrace{\{s_{N-L}, \dots, s_{N-1}\}}_{L \text{ chip}}, \underbrace{\{s_0, \dots, s_{L-1}\}}_{L \text{ chip}} \quad (9)$$

この  $S_p$  を  $S$  の相関器に入力すると、その出力は長さ  $2N+2L-1$  の非規則相関となる。その出力のうち中心の長さ  $2L+1$  の部分は、基礎系列  $S$  を繰り返した  $\{...SSSS...\}$  を  $-L$  から  $L$  までシフトした自己相関出力と見なすことができる。この長さ  $2L+1$  の区間では符号の周期性が確保される。この論文では、 $S_p$  を周期  $N+2L$  の擬周期化系列と呼ぶ。

次に、擬周期化系列の  $E_b/N_0$  対 BER 特性について説明する。擬周期化系列  $S_p$  の場合、系列の周期は  $N+2L$  であるが、相関器で積分されるのは  $N$  しかないで、復調に寄与する実質的な  $E_b$  が減少する。その結果、絶対同期検波を行った理論的な PSK の  $E_b/N_0$  から  $10 \log(\frac{N+2L}{N})$  dB 劣化する。

#### 2.4 近似同期符号の設計

ここでは、4 相周期 16chip の直交符号を基礎系列として近似同期符号の設計方法を説明する。この直交符号は、周期自己相関特性のサイドローブが "0" という特徴を持ち、本稿では以下のように表記する。

$$O = \{0, 0, 0, 0, 0, 1, 2, 3, 0, 2, 0, 2, 0, 3, 2, 1\} \quad (10)$$

この要素  $m = 0, 1, 2, 3$  は、 $W_m = \exp(j\frac{\pi}{2}m)$  を表す。この周期  $N = 16$  の基礎系列  $O$  を  $k = 2$  回繰り返し、前後に  $L = 8$  ずつ付加チップを付けて、周期  $kN+2L = 48$  の近似同期 CDMA 符号を設計すると、次のように表すことができる。

$$O_o = \{O, O\} \quad (11)$$

$$O_{op} = \underbrace{\{0, 2, 0, 2, 0, 3, 2, 1\}}_{L=8[\text{chip}]}, \underbrace{\{0, 0, 0, 0, 0, 1, 2, 3\}}_{L=8[\text{chip}]} \quad (12)$$

ここで基礎系列  $O$  の繰り返し回数  $k = 2$  回としたので、直交周波数変位によるチャネル数は  $2ch$  となる。

図 3 に設計した符号  $O_{op}$  と参照符号  $O$  との相関波形を示す。ここで  $T_g$  は、擬周期化によって生まれたチャネル間干渉のないガードチップ区間を示し、その時刻は次式で表すことができる。

$$T_g = \frac{2L}{R_{chip}} \quad (13)$$

表 2: 近似同期符号の諸元

基礎系列	4 相周期 16chip 直交符号
符号周期	$T_x: 48 = 2 \times 16 + 2 \times 8$ (擬周期化系列) $R_x: 16$ (周期系列)
チップレート	8.421 Mcps
シンボルレート	175.4 ksp/s
キャリア周波数	$f_0 = 2484 \text{ MHz} + n\Delta f$ ( $n = 0, 1$ ) $\Delta f = 273.158 \text{ kHz}$

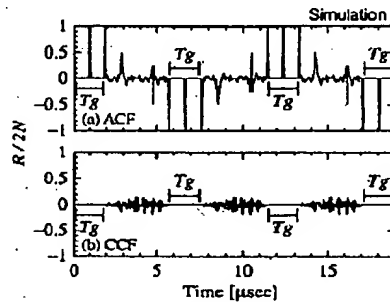


図 3: 近似同期符号の自己相関波形と相互相関波形

ここで、 $R_{chip}$  はチップレートを表す。もし、 $R_{chip} = 8.421 \text{ Mcps}$ 、擬周期化のための付加チップが  $L = 8$  の場合、ガードチップ区間  $T_g = 1.9 \mu\text{sec}$  になる。次に、チャネル間干渉がなく通信を行えるセル半径  $R_{cell}$  は次式より求まる。

$$R_{cell} \leq \frac{T_g C}{4} = \frac{LG}{2R_{chip}} \quad (14)$$

この場合は  $R_{cell}$  は最大で  $143 \text{ m}$  となる。

#### 3 キャリア周波数値差の影響

近似同期 CDMA システムでは、チャネル分離に周波数軸の直交性を利用した直交周波数変位を用いている。もし、送受信機間や各チャネル間のキャリア周波数に偏差が生じると、チャネル間の直交性の劣化を招き、チャネル間干渉を引き起こす。

そこで、(1) 送受信機間のキャリア周波数値差の影響、(2) 干渉局のキャリア周波数値差及び受信電力差の影響、について、計算機シミュレーションを用いて  $E_b/N_0$  対 BER 特性で評価を行った。シミュレーションの諸元は表 2 のとおりである。

図 4 は、白色雑音下で送信機 1 対受信機 1 の  $E_b/N_0$  対 BER 特性である。送信機間のキャリア周波数値差が受信



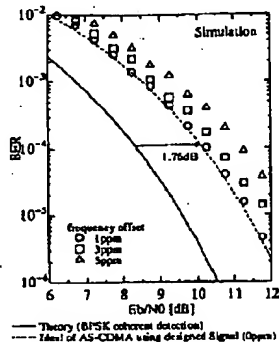


図4: 送受信機間のキャリア周波数偏差の  $E_b/N_0$  対 BER 特性への影響

周波数に対し 0, 1, 3, 5ppm 偏差している。この周波数偏差 1ppm は、受信は基準校正シンセサイザ [12] 等の技術を用いることで容易に実現できる値である。実線で示したのが BPSK の理論特性、破線で示したのが 2.3 節で説明した同期化による影響を考慮した近似同期 CDMA の理論特性で、その差は  $10 \log \frac{2}{3} = -1.76\text{dB}$  である。キャリア周波数の偏差量が 1ppm、BER  $10^{-3}$  の時、 $E_b/N_0$  の劣化量が 0.1dB であり、実用上問題ない。

図 5 は、干渉局がある場合の  $E_b/N_0$  対 BER 特性である。希望局と受信機間のキャリア周波数偏差はなく、干渉局のキャリア周波数が 1ppm 偏差し、希望局と干渉局の受信電力差 (DUR: desired-undesired signal power ratio) を 0, -20, -25, -30, -35dB とした。実線で示したのが BPSK の理論特性、破線で示したのが近似同期 CDMA の理論特性である。DUR = -30dB、BER  $10^{-3}$  の時、 $E_b/N_0$  の劣化量が 0.7dB であることが分かる。

#### 4 SAW コンポルバを用いた近似同期 CDMA モデムの試作と評価

図 6 に今回試作した近似同期 CDMA システムの試作モデムのブロック図を示す。システムの諸元は表 2 の通りである。相関器には ZnO/Si SAW コンポルバ (SC-270, Clarion, Co., Japan) [10], [11] を用いている。SAW コンポルバは、参照信号を切り替えることでプログラマブルなマッチトフィルタとして動作する。また、SAW コンポルバの積分時間の逆数は直交周波数  $\Delta f$  に相当し、この場合は積分時間が 3.8μsec であるから  $\Delta f = 273.158\text{kHz}$  となる。送信データ (M(9,4) 系列) 及び拡散符号 (周期 48chip の近似同期符号) の発生、相関ピークを捕捉しデータを復調する判定回路を FPGA (field-

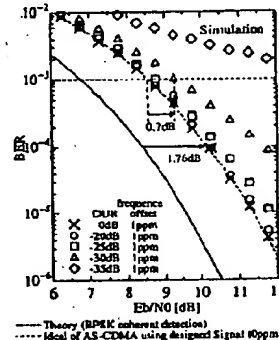


図5: 干渉局のキャリア周波数偏差の  $E_b/N_0$  対 BER 特性への影響

programmable gate-arrays, Xilinx XC4010) に実装した。受信側で SAW コンポルバからの相関出力を同期検波し、ガードチップ区間に現れた相関ピークを A/D コンバータで FPGA に取り込み、データ判定を行った。

拡散符号には、直交周波数変位によるチャネル数を 4ch とする為に、M(3,1) を基にした周期  $N=8$  の直交 M 系列  $M$  を  $k=4$  回繰り返し、前後に  $L=8$  ずつ付加チップを付けて、周期  $kN+2L=48$  の近似同期符号  $M_{ap}$  を用いた。

$$M = \{0, 2, 0, 0, 2, 2, 2, 0\} \quad (15)$$

$$M_{ap} = \{M, M, M, M\} \quad (16)$$

$$M_{ap} = \underbrace{\{0, 2, 0, 0, 2, 2, 2, 0\}}_{L=8[\text{chip}]} \underbrace{\{0, 2, 0, 0, 2, 2, 2, 0\}}_{L=8[\text{chip}]} \quad (17)$$

図 7 は、試作モデルを用いて行った  $E_b/N_0$  対 BER 特性の実験結果である。実線で示したのが近似同期 CDMA の理論特性、破線で示したのが理論特性を 3.5dB シフトしたものである。希望局のみ (○) の状態から直交周波数変位による 4ch 多重を行い (△)、さらに各干渉局の DUR を -8dB に上げて (□)、BER  $10^{-3}$  の時の  $E_b/N_0$  の劣化量が約 1.0dB であり各チャネルが十分に直交していると言える。

なお、現時点では BER の実験結果が近似同期 CDMA の理論特性から外れているが、SAW コンポルバへの入力電力や IF 帯パスフィルタの帯域等を最適化することで、この劣化量を改善可能である。

#### 5 まとめ

我々は SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワークの上り回線として、遠近問題解決のために高精度な送

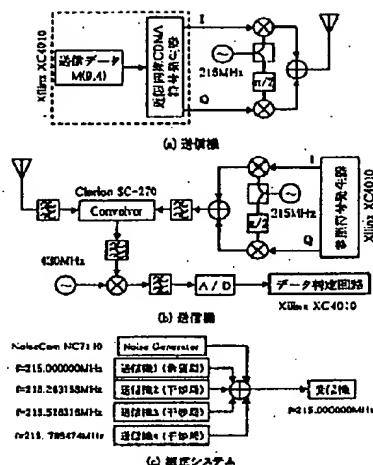


図6: 試作モデムのブロック図

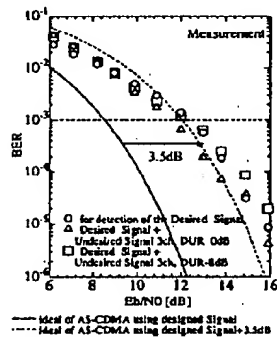


図7: 試作モデムの  $E_b/N_0$  対 BER 特性

電力制御 (TPC) を用いない近似同期 CDMA システムを提案している。

本報告では、近似同期 CDMA システムの設計に必要な周波数偏差によるチャネル間干渉の問題に着目した計算機シミュレーションによる評価を行い、(1) 送受信間のキャリア周波数の周波数偏差が  $\pm 1$  ppm、BER  $10^{-3}$  の時、 $E_b/N_0$  の劣化量が 0.1dB であること、(2) 干渉周のキャリア周波数偏差が  $\pm 1$  ppm、DUR -30dB、BER  $10^{-3}$  の

時、 $E_b/N_0$  の劣化量が 0.7dB であることを示した。また、近似同期 CDMA システムの試作モデムを用いた直交周波数変位による 4ch 多重化伝送の実証を行い、直交周波数変位による 4ch 多重化伝送を行い、希望周のみの時と比べて BER  $10^{-3}$  の時、 $E_b/N_0$  の劣化量が約 1.0dB であることを示した。

これより、干渉周の周波数偏差及び送信電力差の影響は小さく、近似同期 CDMA システムが高精度な送信電力制御を必要としないより回線技術であることを示した。

#### 参考文献

- [1] 社団法人 電波産業会, 第二世代省電力データ通信システム / ワイヤレス LAN システム, ARIB STD-66, 1999.
- [2] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver.1.0B, Dec. 1999.
- [3] K. Tsubouchi and K. Maeno, "Spread spectrum wireless card using 2.4GHz front-end SAW matched filter," Proc. Int. Workshop Commercial Radio Sensor and Commun. Techniques, Siedelfingen, Germany, April 1997.
- [4] 元音 寛幸, 山一 哲, 坪内 和夫, "2.4GHz 帯フロントエンド SAW マatchedフィルタを用いたパケット SS-CDMA 方式," 電子技術, SST98-47, pp.43-50, 1998 年 12 月.
- [5] H. Nakase, Y. Iizuka, S. Kameda, S. Tomabechi, A. Komuro and K. Tsubouchi, "SS-CDMA Flexible Wireless Network: Packet SS-CDMA Modem Using SAW Matched Filter for Downlink," to be presented in 7th Int. Workshop Mobile Multimedia Commun. (MoMuC 2000), Tokyo, Japan, Oct. 2000.
- [6] N. Suehiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequences," Proc. Int. Symp. Personal Commun. (ISPC'93), Nanjing, China, pp.179-184, Oct. 1993.
- [7] N. Suehiro, "A signal design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.12, no.5 pp.837-841, June 1994.
- [8] N. Suehiro, T. Kamata and K. Tsubouchi, "SAW implementation of quadriphase signals for approximately synchronized CDMA systems without detection sideband near co-channel interference," 1997 Int. Symp. Radio Propagation (ISRP '97), Qingdao, China, pp.474-477, Aug. 1997.
- [9] S. Kameda, K. Takahashi, T. Kamata, J. S. Cha, H. Nakase, K. Maeno and K. Tsubouchi, "Design and implementation of intracell reverse link using approximately synchronized CDMA," 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 2000), London, UK, pp.256-260, Sept. 2000.
- [10] K. Tsubouchi, S. Minagawa and N. Mikoshiba, "Basic characteristics of surface-acoustic-wave convolver in monolithic MIS structure," J. Appl. Phys., vol.47, no.12, pp.5187-5190, Dec. 1978.
- [11] S. Minagawa, T. Okamoto, T. Nishizawa, K. Tsubouchi and N. Mikoshiba, "Efficient ZnO-SiO<sub>2</sub>-Si acousto wave convolver," IEEE Trans. Sonics & Ultrason., vol.SU-33, no.5, pp.570-574, Sept. 1985.
- [12] <http://www.nitdocomo.co.jp/corporate/rd/tech.zf/laas17.a.html>.

# 複写される方へ

72

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写センターと包括複写許諾契約を締結されている会員の読者以外、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の転載・図表のような複写以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会  
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

## Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

Except in the USA

Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)  
41-6 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0062 Japan  
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp

In the USA

Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: http://www.copyright.com

## 電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol.100 No.361

2000年10月12日 発行

### IEICE Technical Report

©電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団法人 電子情報通信学会 事務局長 家田 信明

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団法人 電子情報通信学会 電話 (03) 3433-8891

郵便振替口座00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers,  
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,  
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved and no part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopy, recording, or any information storage and retrieval system, without permission in writing from the publisher. Notwithstanding, instructors are permitted to photocopy isolated articles for noncommercial classroom use without fee.



23

## 証 明 願

平成 13 年 2 月 27 日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2  
氏名又は名称 クラリオン株式会社  
代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18  
西村ビル 3F  
氏名又は名称 西脇国際特許事務所  
弁理士 西脇 民雄



添付の「信学技報 Vol.100N0.361」に記載の発表については、下記のとおり、「電子情報通信学会、スペクトル拡散研究会」において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

## 記

技術

坪内 和夫

1. 発表題目 SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線
2. 発表者 飯塚 洋介 小室 敦 亀田 卓 吉米地 秀一 中瀬 博之
3. 発表日 2000年10月19日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格 (電子情報通信学会技術研究報告)
6. 発表の内容 (添付の「信学技報 Vol.100N0.361 SST2000-41~47」のとおり)

## 証 明 書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13 年 3 月 / 日  
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8  
機械振興会館 2 階 202 号室  
(社) 電子情報通信学会

会長 青木 利



ISSN 0913-5685  
信学枝報 Vol.100 No.361

# 電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-41~47

〔スペクトル拡散〕

2000年10月19日

**EIC** 電子情報通信学会

## 電子情報通信学会技術研究報告目次

### CONTENTS

(スペクトル拡散)

[Spread Spectrum Technology]

(1) SST 2000-41	
タイミング判定法による DS/SS 信号同期捕捉に関する一検討.....	1
山田 真・神尾幸秀(YRP 基盤研)	
(2) SST 2000-42	
同時送信局数より少ない数の相関器から構成されるマルチユーザー受信機.....	7
山根敏也・岡田 啓・片山正昭(名大), 小川 明(名城大)	
(3) SST 2000-43	
孤立パイロット信号と構造パイロット応答を用いる CDMA 信号の干渉分析方式.....	11
富田光博・小沢 智・畔柳功芳(東京工科大), 末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-44	
(問題提起)多元接続干渉のブラインド適応抑圧法.....	17
宮嶋昭行(茨城大)	
(5) SST 2000-45	
(招待論文)次世代 SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク	
—Reconfigurable WLL—.....	23
坪内和夫(東北大)	
(6) SST 2000-46	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク上り回線技術	
—近似同期 CDMA システム.....	31
高橋康一・亀田 卓・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	
(7) SST 2000-47	
SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術	
—SAW MF を用いたバケット SS-CDMA システム.....	37
飯塚洋介・小室 敦・亀田 卓・吉米地秀一・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	

Note: The articles in this publication have been printed without reviewing and editing as received from the authors.

## SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術 -SAW MFを用いたパケットSS-CDMA システム

飯塚 祥介 小室 敦 亀田 卓 苦米地 秀一 中瀬 博之 坪内 和夫

東北大学 電気通信研究所

〒980-8577 仙台市青葉区片平 2-1-1  
TEL:022-217-5532 FAX:022-217-5533  
E-mail: y-iizuka@rice.tohoku.ac.jp

あらまし 我々はコンシューマ回線をターゲットとした SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術として、送信部と受信部同期用に全チャネル共通のプリアンブルを割り当てるパケット SS-CDMA システムを提案している。この同期用のプリアンブルを用いることで受信信号のインライン相関が可能となり、受信機構成を簡略化できることが本システムの特徴である。本報告は (1) 受信部にフロントエンドで動作する受動素子の SAW MF を用いて試作した受信機の白色雑音下における  $E_b/N_0$  対 BER 特性の評価、(2) 計算機シミュレーションを用いたマルチパス伝搬路による遅延波の影響の評価、(3) 新たなパケット構成についての提案、よりパケット SS-CDMA システムが下り回線技術として実用上有能であることを示す。

キーワード パケット SS-CDMA システム、ダウンリンク、2.4GHz フロントエンド SAW マッチトフィルタ

## SS-CDMA Flexible Wireless Network: Packet SS-CDMA System Using SAW Matched Filter for Downlink

Y. Iizuka A. Komuro S. Kameda S. Tomabechi H. Nakase K. Tsubouchi

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University

Katahira 2-1-1, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan  
Phone: +81-22-217-5532 Fax: +81-22-217-5533  
E-mail: y-iizuka@rice.tohoku.ac.jp

Abstract We have proposed packet SS-CDMA system for downlink of SS-CDMA flexible wireless network. Packet SS-CDMA system is allocated common preamble to all channels for synchronization the transmission part. The code de-spreading of data part is carried out using in-line de-spreader. In this paper, we examine (1) implementation and evaluation of packet SS-CDMA modem using a SAW Matched Filter, (2) evaluation of influence of delay wave by multi-path using computer simulation, and (3) proposal of new packet composition.

key words Packet SS-CDMA, Downlink, 2.4GHz Front-End SAW Matched Filter

## 1 はじめに

近年の携帯電話の普及はめざましく、インターネット接続を可能とするiモード等の出現により携帯電話がモバイル情報端末としての役割を果たしつつある。一方、コンシューマ回線を利用したBluetooth[1]が提案され、PAN(Personal Area Network)の構築が可能となった。

しかし、Bluetoothは短距離を接続するものであり、より規模の大きい、工場、店舗といった敷地内をワイヤレス接続するネットワーク構築は必要不可欠なものである。

そこで、我々は、コンシューマ回線をターゲットとした低コストかつ簡素なネットワーク構築を実現するSS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク [2] [3] を提案している。

ネットワークの構成図を図1に示す。このネットワークの特徴として以下の2点が挙げられる。

1. セル間通信に5GHz帯のOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 通信を採用し、有線並の大容量通信 (100Mbps) を確保する

2. セル内通信に運用免許不要な2.4GHz ISMバンド [4] で動作するSS-CDMAを採用し、高信頼な無線通信が可能

セル内通信の目標システム諸元を表1に示す。

セル内上り回線 (移動局→基地局間通信) として我々は近似的同期CDMAシステム [5] を提案している。近似的同期CDMAシステムでは信号の到達時間差を許容する拡散符号 (近似的同期符号 [5]) と直交周波数変位を採用することでチャネル間の直交性を維持するため、既存のIS-95、W-CDMAで採用されている精度の高い送信電力制御を必要としない通信が可能である。

セル内下り回線 (基地局→移動局間通信) では、基地局から各移動局へ一斉送信するため、各チャネル信号が同期している。よって、送信信号のデータ部に直交符号を用いた多重化が可能となる。そこで我々は拡散符号同期用に全チャネル共通のプリアンプを割り当てるパケットSS-CDMAシステム [6]-[9] を提案している。この同期プリアンプを用いることで受信信号のインライン同期が可能となり、データ部の同期操作を簡略化できることが本システムの特徴である。

この同期操作を行う際に重要となるのが線形な同期検出が可能で高速動作する同期器である。また、受信機が携帯無線端末となるため、小型かつ低消費電力も要求される。

同期器としてデジタルマッチドフィルタ (Digital Matched Filter; 以下DMF) および弾性表面波マッチドフィルタ (Surface-Acoustic-Wave Matched Filter; 以下SAW MF) 等が挙げられる。

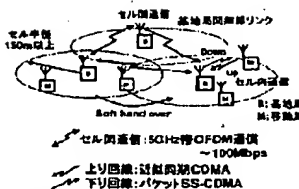


図1: SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク

表1: 目標システム諸元 (セル内通信)

多元接続方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/cell
セル半径	150m 以上
データレート	音声レート: 64kbit/s/ch
周波数帯	2.4GHz 帯 ISM band
帯域幅	83.5MHz

DMFは拡散コードを容易に書き換えられるが、Si デバイスであり、動作速度が遅く、動作領域がベースバンドに限られる。また、DMFは動作速度の高周化にともない消費電力が大きくなるので現状のままでは移動携帯端末には適さない。

それに対して我々のグループで研究を行っているSAW MFは拡散コードのプログラマビリティがないといった欠点を持つものの、RF フロントエンドで動作する受動素子であるので、キャリア同期が不要、かつ低消費電力で動作する。よって、移動携帯端末の同期器として最適であり、簡素な受信器を目標とするSS-CDMA フレキシブルネットワークにおいてSAW MFは必要不可欠なデバイスであるといえる。

本報告では以下の3点についての検討を行った。

1. SAW MFを用いたパケットSS-CDMAシステムの受信機を動作し、白色雑音下での評価を行い、 $E_b/N_0$  対 BER 特性の測定から4chまでの多重化を実証
2. マルチパス伝搬による遅延波の影響を計算機シミュレーションを用いて評価し、符号長 Gchip 直交 m 系列の多重化可能なチャネル数の考察
3. セル内通信の目標値を達成する拡散符号と伝送方式についての検討

以上の検討からパケットSS-CDMAシステムが簡素で安価な受信機構成の下、多重化の復元が可能であることと、先に示したセル内通信の目標値を満たすことを示し、我々の提案するSS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線として適用可能であることを示す。



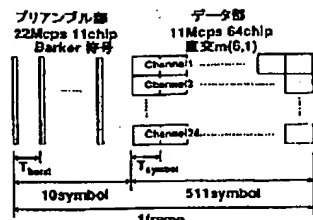


図 2: パケット構成

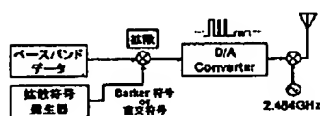


図 3: 送信機構成

## 2 パケット SS-CDMA システム

### 2.1 パケット構成

送信信号のパケット構成を図 2 に示す。送信信号は拡散されたデータ部と、拡散符号同期用のプリアンブル部で構成されている。

全チャネル共通のプリアンブル部は符号長 11chip の Barker 符号をチップレート 22Mcps でバースト送信する。このとき、バースト間隔  $T_{burst}$  をデータ同期  $T_{symbol}$  と同じ 1symbol とすることでチップ同期とシンボル同期を同時に補正できる。

1frame あたりの symbol 数はデータ部拡散符号の同期獲得の確実性を考慮し、10symbol としている。

データ部は前述のようにチャネル間が同期しているため、直交符号による多重化が可能である。そこで、拡散符号として符号長 64chip の直交 m 系列 (6,1) を採用している。直交 m 系列の特徴から最大で 63ch までの多重化が可能であり、目標チャネル数 24ch を十分満たすことができる。

1frame あたりの symbol 数は同期保持時間を考慮し、511symbol をチップレート 11Mcps で送信する。このとき、1 次変調に QPSK 変調を用いることでより回線対下り回線 TDD 3:1 において 1ch あたりのデータレートは 84kbit/s/ch となり、目標値である 64kbit/s/ch を達成できる。

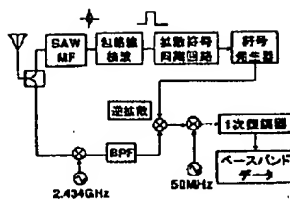


図 4: 受信機構成

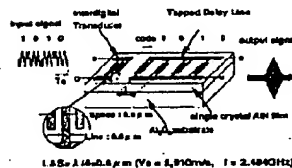


図 5: SAW MF 構成図

### 2.2 送信機および SAW MF の構成

送信機の構成図を図 3 に示す。送信機ではプリアンブル部に Barker 符号、データ部に直交 m 系列を用いて拡散し、D/A Converter でアナログ信号に変換する。その後、搬送波周波数 2484MHz で送信する。

受信機の構成図を図 4 に示す。受信機ではまず、プリアンブルによる SAW MF 共振ピーク出力を包絡線検波して、ベースバンド信号に落とす。この信号の発生タイミングを受けて、拡散符号同期回路がデータ部拡散符号に同期した参照符号を発生し、データ部との逆拡散を行う。その後、1 次変調を行いベースバンドデータを得る。なお、SAW MF は我々の研究グループで研究、開発した  $\text{AlN}/\text{Al}_2\text{O}_3$  構造 SAW MF [10] を用いた。

この SAW MF の構成図を図 5 に示す。受信信号が入力されると IDT (Interdigital Transducer) で SAW に変換され、TDL (Tapped Delay Line) 上を伝搬する。TDL は拡散符号と等しくなるように配置され、TDL 側と受信信号が一致した時、タップ電極の電圧が加算され共振ピークを出力する。

2.4GHz において SAW 共振のために必要な IDT の L&S (Line & Space) の値は  $0.6\mu\text{m}$  であり、通常の光リソグラフィで容易に実現可能である。

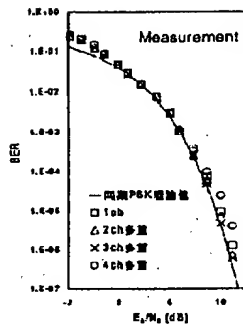


図 6: SAW MF を用いた受信機の静特性における  $E_b/N_0$  対 BER 特性

3 パケット SS-CDMA システムの静特性における評価  
図 6 に SAW MF を用いて試作した受信機の静特性における  $E_b/N_0$  対 BER 実測特性を示す。逆拡散後の 1 次復調に BPSK キャリア絶対同期検波を用いているので、理論曲線は同期 PSK の誤り率

$$P_{PSK} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad \gamma = E_b/N_0$$

となる。

各点はデータ部に異なる直交 m 系列によってそれぞれ 1ch から 4ch に多重化した実測値である。なお、実測値には狭帯域復調回路の劣化分補正を加えた値で表している。

BER 特性から、4ch に多重化しても多重化による影響は微小で、BER  $10^{-3}$  において理論曲線からの劣化はほぼ見られない。また、 $E_b/N_0 = -2 \sim 2\text{dB}$  付近において BER が理論曲線からはずれている。これはデータ部だけではなく、プリアンプ部も白色雑音の影響を受け、拡散符号同期に失敗し、データ部の逆拡散処理がうまく行われないフレーム誤りが起きているものだと考えられる。

以上より SAW MF を用いた受信機構成で逆拡散処理による多重化の復調が 4ch まではほぼ正常に行われていることを確認した。

#### 4 マルチパス伝搬路における遅延波の影響

これまでの検討では白色雑音のみを考慮したものであったが実際の伝搬路を考えた場合、送信信号は様々な障害物によって反射、回折、散乱するマルチパス伝搬路を伝搬することになる。

そこで室内マルチパス環境における遅延波の影響を計算機シミュレーションによって求め、 $E_b/N_0$  対 BER 特

表 2: 遅延プロファイル

遅延数	遅延時間 [ns]	振幅 [dB]
0	0	0
1	100	-3.6
2	200	-7.2
3	300	-10.8
4	500	-18
5	700	-25.2

表 3: マルチパス伝搬路シミュレーション設定

拡散符号	直交 m 系列 G4chip
1 次変調方式	QPSK
多重チャネル数	63ch, 31ch, 21ch, 15ch
チップレート	11.1Mchip/s
データレート	84kbit/s/ch
周波数帯	2.4GHz 47 ISM band

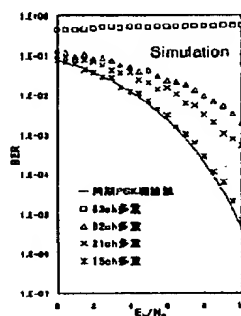


図 7: マルチパス遅延を考慮した  $E_b/N_0$  対 BER 特性

性から拡散符号として直交 m 系列 G4chip を用いた場合の最大多重チャネル数についての検討を行った。

表 2 に今回のシミュレーションに用いた室内環境における遅延プロファイルを示す。このプロファイルは ITU-R[11] で用いられている遅延プロファイルであり、直接波に対する遅延波 5 波について検討を行った。なお、今回用いたのは遅延時間ならびに振幅の減衰量で、レイリーフェージングによる急激な振幅変動は考慮していない。

直交 m 系列は生成行列で隣り合う系列間との相互相関値が同期点近傍で大きいという特性を持つため、最適な符号を選ぶことで遅延波の影響を抑えることができる。そこで、多重チャネル数はそれぞれ 31ch, 21ch, 15ch とした場合の評価を行った。シミュレーション結果を表 3 に示す。

図 7 はシミュレーション結果である。21ch 多重した場合で BER  $10^{-3}$  で理論曲線からの劣化が約 2~3dB、理論曲線からの劣化なく通信可能な多重チャネル数は 15ch であることが分かる。

## 5 新たなパケット構成の検討

前述のシミュレーション結果からマルチパス環境において最大多重チャネル数が15chであることが明らかになった。これは目標としていたセル内21ch多重を下回るものである。そこで、同じマルチパス環境で多重チャネル数24chとする方法について検討する。

はじめに拡散符号である直交m系列64chipを倍の128chipにすることを考える。直交m系列は符号間隔によって遅延波の影響を抑えることができるので単純に最大多重チャネル数は倍の30chになる。

しかし、多重チャネル数とデータレートにはトレードオフの関係があるので拡散符号を倍にすることによって、データレートが半になってしまい、目標データレート64kbit/s/chを下回ってしまう。

そこで、直交m系列128chipを拡散符号として用いてもデータレート64kbit/s/ch以上を確保する伝送方式としてM-ary方式およびマルチコード伝送方式[8]を用いることを検討した。

マルチコード伝送方式は2chを1つに束ねて伝送する方式で、送信信号の振幅が大きくなるといった欠点を持つものの1つの拡散符号で4bitの伝送が可能となる。

次に、2つの符号を用いたM-ary方式(以下、2-ary方式)の受信機構成を図8.9に示す。

送信機ではまず、入力データ1bitに対応する符号(A,B)を符号発生器から発生し、変調器に入力する。変調器で次のデータ2bitにQPSK変調を施し、先ほどの符号で拡散を行い送信する。

受信機では、送信機と同じく2つの符号発生器から符号を発生させ、その各々が受信信号と乗算を行った後、積分をする相関操作を行う。その出力を最大値選択回路で比較し、最大となるものを出力する。最後に1次復調としてQPSK復調を行い、2bitデータを得る。よって、2-ary方式では1つの拡散符号に対して3bitの伝送が可能となる。

チップレートを12.288Mcpsとした場合のデータレートはマルチコード伝送方式:92.3kbit/s/ch、2-ary方式:69.2kbit/s/chとなり、この2つの方式いずれかを用いれば、拡散符号に直交m系列128chipを用いても目標データレートを十分達成できる。

この2つの伝送方式を24chに多重化した場合の、それぞれに対する遅延波の影響を計算機シミュレーションにより $E_b/N_0$ 対BER特性から求めた。シミュレーション結果を表4に示す。

図10はシミュレーション結果である。なお、遅延プロファイルは先ほどの表2を用いた。

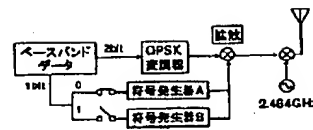


図8: 2符号を用いたM-ary方式の送信機構成

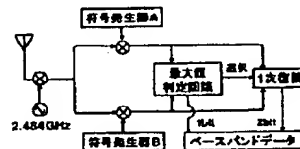


図9: 2符号を用いたM-ary方式の受信機構成

表4:M-ary方式のシミュレーション諸元

拡散符号	直交m系列128chip
多重チャネル数	24ch
チップレート	12.288Mcps
データレート	MF-code: 92.3kbit/s/ch 2-ary: 69.2kbit/s/ch
周波数帯	2.4GHz帯ISM band

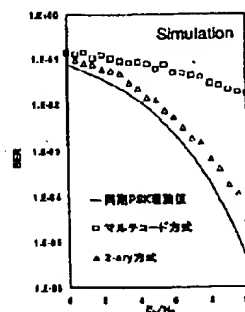


図10: マルチパス遅延を考慮した $E_b/N_0$ 対BER特性

この結果からマルチコード伝送方式は劣化が少なく、24chの多重化が困難であることが分かる。それに対して、2-ary方式は劣化量がBER $10^{-3}$ において約1dBと低く、マルチパス環境下においても24ch多重が可能であることが分かる。

以上から拡散符号として符号長128chip直交m系列を用い、2-ary方式で伝送することでセル内通信の目標値データレート64kbit/s/ch、多重チャネル数24chを達成することが可能である。

#### 6 まとめ

本報告ではSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線における、パケットSS-CDMAシステムの可能性について検討した。その結果を以下にまとめる。

1. パケットSS-CDMAシステムのパケット構成および送受信機の構成を明らかにし、SAW MFを用いた受信機回路の $E_b/N_0$ 対BER特性から4chまでの多重化がほぼ劣化なく行われていることを示した。
2. マルチパスによる遅延波の影響を計算機シミュレーションを用いた $E_b/N_0$ 対BER特性から求め、拡散符号として直交m系列64chipを用いた場合は理論曲線から劣化なく通信可能な最大チャネル数が15chであることを示した。
3. 拡散符号として符号長128chipの直交m系列を採用し、2符号のM-ary方式で伝送することで、マルチパス環境下においてもセル内通信における目標システム24ch、64kbit/s/chを十分満たすことを示した。

以上から、パケットSS-CDMAシステムがSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワーク下り回線技術に適用可能であることを明らかにした。

#### 参考文献

- [1] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver.1.0B, Dec. 1999.
- [2] K.Tsubouchi and K.Masu, "Wireless multimedia: SS-CDMA technology," Proc. Int. Symp. Future of Intellectual Integrated Electronics (ISFILE), Sendai, pp.259-268, March. 1999.
- [3] S.Kameda, K.Takahashi, T.Kamata, J.S.Cha, H.Nakase, K.Masu and K.Tsubouchi, "Design and Implementation of intracell reverse link using approximately synchronized CDMA," Proc. 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC2000), London, UK, pp.250-260, Sept. 2000.

- [4] 社団法人 電波産業会, "第二世代小電力データ通信システム/ワイヤレスLANシステム," ARIB STD-T68, ver.1.0.

- [5] N.Suehiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequences," Proc. Int. Symp. Personal Commun. (ISPC'93), Nanjing, China, pp.179-184, Oct. 1993.

- [6] 元古 寛幸, 桂 一哉, 坪内 和夫, "2.4GHz帯フロントエンドSAWマッチトフィルタを用いたパケットSS-CDMA方式," 電子技術, SST98-47, pp.45-50 1998年12月.

- [7] 飯塚 洋介, 吉米地 秀一, 小室 敦, 中瀬 博之, 坪内 和夫, "SAW MFを用いたパケットSS-CDMA方式のマルチコード伝送の実証," 信学ソ大, A-5-5, 2000年10月.

- [8] 亀田 卓, 吉米地 秀一, 飯塚 洋介, 中瀬 博之, 坪内 和夫, "SAW MFを用いたパケットSS-CDMA方式の高速伝送に関する検討," 信学ソ大, A-5-6, 2000年10月.

- [9] H.Nakase, Y.Iizuka, S.Kameda, S.Tsunabechi, A.Komuro and K.Tsubouchi, "SS-CDMA flexible wireless network: packet SS-CDMA modem using SAW matched filter for downlink," to be presented in 7th Int. Workshop Mobile Multimedia Commun. (MoMuC 2000), Tokyo, Japan, Oct. 2000.

- [10] K.Tsubouchi and K.Masu, "Spread spectrum wireless card using 2.4GHz front-end SAW matched filter," Int. Workshop Commercial Radio Sensor and Commun. Techniques, Siedlitz, Germany, April. 1997.

- [11] Procedure for evaluation of transmission technologies for FPLMTS, ITU-R TG8-1/TEMP/233-E, Sept. 1995.

32

### 複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の転載・翻訳のような複写以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区赤坂9-6-11 乃木坂ビル 学術著作権協会  
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

### Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

Except in the USA

Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)  
41-6 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan  
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kammori@msh.biglobe.ne.jp

In the USA

Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: http://www.copyright.com

電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol.100 No.361  
2000年10月12日 発行

IEICE Technical Report

©電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団法人 電子情報通信学会 事務局長 塚田 信明

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団法人 電子情報通信学会 電話 (03) 3433-6691  
郵便振替口座 00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers,  
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,  
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved and no part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopy, recording, or any information storage and retrieval system, without permission in writing from the publisher. Notwithstanding, instructors are permitted to photocopy isolated articles for noncommercial classroom use without fee.

証 明 願

平成 13 年 2 月 27 日

社団法人 電子情報通信学会会長殿

出願人の住所 東京都文京区白山 5-35-2  
氏名又は名称 クラリオン株式会社  
代理人の住所 東京都江東区富岡 1-11-18  
西村ビル 3F  
氏名又は名称 西脇国際特許事務所  
弁理士 西脇 民雄

添付の (信学技報 Vol.100N0.362) に記載の発表については、下記のとおり、(電子情報通信学会、スペクトル拡散研究会) において、文書に基づいて発表したものであることを証明願います。

記

1. 発表題目 パケットSS-CDMA通信用リンチップモデム
2. 発表者 北岸 洋一 亀田 卓 中瀬 博之 坪内 和夫
3. 発表日 2000年10月20日
4. 発表場所 秋保リゾートホテルクレセント
5. 文書の性格 (電子情報通信学会技術研究報告)
6. 発表の内容 (添付の (信学技報 Vol.100N0.362 SST2000-48~53) のとおり)

証 明 書

上記証明願のとおり相違ないことを証明する。

平成 13 年 3 月 / 日  
〒105-0011 東京都港区芝公園 3-5-8  
機械振興会館 2 階 202 号室  
(社) 電子情報通信学会  
会長 青木 利



ISSN 0913-5685  
信学技報 Vol.100 No.362

# 電子情報通信学会技術研究報告

SST 2000-48~53

〔スペクトル拡散〕

2000年10月20日

**EIC** 電子情報通信学会

## 電子情報通信学会技術研究報告目次

### CONTENTS

〔スペクトル拡散〕

〔Spread Spectrum Technology〕

(1) SST 2000-48	
パケット SS-CDMA 通信用ワンチップモデム.....	1
北岸洋一・亀田 卓・中瀬博之・坪内和夫(東北大)	
(2) SST 2000-49	
マルチパス環境下における完全相補系列 CDMA 方式の相関特性について.....	7
高橋正和(東洋通信機), 峰柳功芳(東京工科大), 末広直樹(筑波大)	
(3) SST 2000-50	
拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列.....	13
島井秀幸・中村 誠(神奈川工科大), 末広直樹(筑波大)	
(4) SST 2000-51	
帯域分割型マルチキャリア CDMA における伝送路推定に関する一検討.....	19
藤井雅弘・木下陽介・岡 孝人・伊丹 誠・伊藤敏二(東京理科大)	
(5) SST 2000-52	
MMFSK方式の検出-ホッピングパターン構成法および並列システム構成法.....	25
門谷拓也・丸林 元(創価大)	
(6) SST 2000-53	
周波数成分の統計量に基づく簡易な電子透かし手法の最大埋め込み情報量に関する検討...	31
藤吉正明・長谷川孝明(埼玉大)	

Note: The articles in this publication have been printed without reviewing and editing as received from the authors.



## パケット SS-CDMA 通信用ワンチップモデム

北岸洋一 亀田 卓 中瀬博之 坪内和夫

東北大学 電気通信研究所

〒 980-8577 仙台市青葉区片平 2-1-1  
TEL: 022-217-5532 FAX: 022-217-5533  
E-mail: kitagisi@iec.tohoku.ac.jp

あらまし 我々は、チップ同期と逆拡散を分離したパケット SS-CDMA システムを提案している。送信フレームは、同期部とデータ部で構成される。同期部の短い拡散符号をマッチトフィルタを用いて検出しチップ同期を確立する。データ部は回路構成が簡素なインライン相関により逆拡散を行う。本報告では、デジタルマッチトフィルタ(DMF)を用いたパケット SS-CDMA 通信の受信回路の 1チップ化の実現を目標とする。FPGA による試作、評価を行い、パケット SS-CDMA システム及び TDD による全二重通信が実現可能であることを示す。また、簡素な回路で実現可能な位相、周波数オフセット誤差補償法を提案し、その評価を行う。

キーワード パケット SS-CDMA、ダウンリンク、ワンチップモデム、位相補償回路

## One Chip Modem for Packet SS-CDMA Scheme

Yuuichi Kitagishi, Suguru Kameda, Hiroyuki Nakase and Kazuo Tsubouchi

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University

Katahira 2-1-1, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan  
Phone: +81-22-217-5532 Fax: +81-22-217-5533  
E-mail: kitagisi@iec.tohoku.ac.jp

**Abstract** We have proposed a packet SS-CDMA scheme for downlink of SS-CDMA flexible wireless cellular network. The transmission frame is composed of preamble part with 11chip Barker code and data part with orthogonal m-sequence. The chip synchronization is established by detecting short spreading code of preamble part using matched filter. The data part is despread using a simple in-line correlator. Multi-channel downlink of 24 channels can be designed using orthogonal m-sequence. We have designed one chip downlink modem of the packet SS-CDMA. The method of compensate on phase off-set is proposed. The one chip modem using field programmable gate arrays(FPGA) has been implemented. The BER performance is improved by using the phase compensating circuit.

**key words** Packet SS-CDMA, Downlink, Onechip modem, Phase compensating circuit

## 1 はじめに

現在、公衆回線によって提供される無線アクセス環境は充実しており、携帯電話やPHSが急速に普及しその端末数は全国で6000万台にも上っている。一方、コンシューマ向けモバイル環境は現在「Bluetooth」[1]やPHSの自営利用などが、提案もしくは実用化されている。しかし「Bluetooth」は主に10m以下の通信距離で狭い範囲のネットワークであり、PHSの自営利用は1周波数帯あたり4chとチャネル数が少ない。そこで、広範囲かつ大容量でネットワーク構築が容易な新しいコンシューマ向けのモバイル環境が不可欠になると考えられる。

我々は、低コスト構築が実現できるコンシューマ向け無線通信ネットワークとしてSS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークを提案している[2]。図1に、SS-CDMAフレキシブルワイヤレスネットワークの概念図、表1に、目標としているセル内通信システムの諸元を示す。基地局間通信は、5GHz帯のOFDM通信を用いて基地局を無線でリンクさせ大容量通信を実現し、基地局の配置などに柔軟性を持たせることができる。セル内通信は、セル半径150m、チャネル数24ch、データレート64kbit/sを目標としており、広範囲、大容量なネットワークを目指している。

セル内通信アップリンクでは、複数の移動局から異なるタイミングで信号が送信されることによるチャネル間干渉と、基地局から移動局の距離差によって受信電力の差が生じ、基地局から近い希望局の信号が他の基地局に近い干渉局にマスクされてしまう遠近問題が生じる。我々は、近似同期符号[3]を使用することでチャネル間干渉を回避し、直交周波数変位を用いたチャネルを直交させることで、送信電力制御を用いることなく遠近問題を解決している[4]。

SS-CDMAフレキシブルワイヤレスのセル内通信ダウンリンクにおいて、我々はチップ同期とデータ信号の逆拡散を分離したパケットSS-CDMAシステムを提案している[5]、[7]。ダウンリンクでは、基地局から各移動局に向けて一斉に送信されるため、各チャネルの同期は保たれている。各チャネルの同期が保たれているため、全チャネル共通の同期信号によって拡散信号のチップ同期が可能となる。ダウンリンクでのパケット送信フレームはプリアンブル部とデータ部で構成される。チップ同期はそのプリアンブル部の短い拡散符号をマッチフィルタにより検出し確立する。データ部は回路構成が簡素なインライン相関によりデータの逆拡散を行う。

本報告では、ダウンリンクのチップ同期確立にデジタルマッチフィルタ(DMF)を用いて、ダウンリンクパケットSS-CDMA用送受信回路のワンチップ化を実現する。ワンチップ化は携帯端末で必須となる小型化、低消費電力化が期待できる。ベースバンド処理を行うとき、受信信号をキャリア同期検波する際の位相、周波数オフ

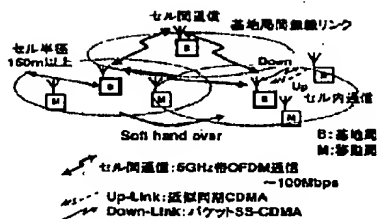


図1: SS-CDMA フレキシブルワイヤレスネットワーク

表1: 目標システム諸元 (セル内通信)

多元接続方式	SS-CDMA/ATDD
チャネル数	24ch/cell
セル半径	150m以上
データレート	64kbit/s/ch
周波数帯	2.4GHz帯ISM band[8]
帯域幅	26MHz

セット誤差が問題となる。この位相、周波数オフセット誤差をベースバンド帯で処理する手法を提案する。さらに、パケットSS-CDMAシステム用送受信機をFPGAによる試作を行い、 $E_b/N_0$ 対BERによる評価を行う。実験結果から、位相補償回路を用いることで特性が向上することを示す。

## 2 ダウンリンクパケットSS-CDMAシステム

従来のCDMA方式では、マッチフィルタもしくはスライディング相関器によってチップ同期と逆拡散の両方を行っている。デジタルマッチフィルタはロングコードを使う場合、高速同期が可能だが消費電力が大きくなる。また、スライディング相関器は、消費電力が低い。長い拡散コードを使うと同期捕捉時間が長くなる。高速なチップ同期と低消費電力の両方を実現する方法として、我々はパケットSS-CDMAシステムを提案している。図2にパケットSS-CDMAシステムにおける送信パケット構成を示す。パケットはチップ同期のための10シンボルのプリアンブル部とデータを送信する511シンボルのデータ部に分かれている。プリアンブル部は、各チャネル共通の11チップバーカーコードを用いて、バースト送信される。データ部は、64チップ直交M系列を用いて24ch多重化される。

## 3 パケットSS-CDMA 通信用LSI

11チップバーカーのDMFを用いた相関操作により、チップ同期を確立する。DMFは設計、仕様の変更が容易である。また、短い拡散コード11チップバーカーコードを使うことによって低消費電力、高速化が可能となる。8ビット入力、11チップDMFの消費電力をSTMicroelectronics 0.25 $\mu$ mのライブラリを用いて見積もった。クリティカルパスは、8.75nsで消費電力は最高クロック周波数114MHz

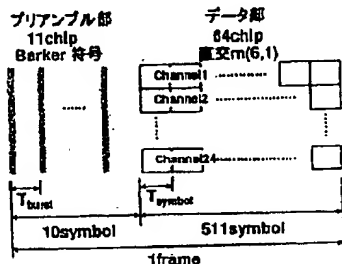


図2: パケット構成

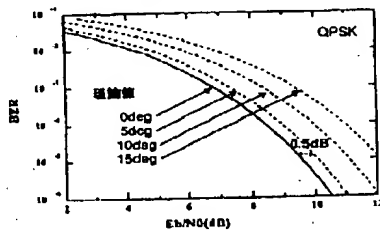


図3: キャリア位相誤差によるBER特性 (理論値)

で7.5894mWとなった。よって、ダブルサンプリング、I、Qの2つのDMFを考慮しても十分低消費電力化が可能である。

DMFは、ベースバンド帯での処理となるので、受信信号をキャリア同期検波しなければならない。このとき、送受信間のキャリアの位相、周波数オフセット誤差が問題となる。図3にキャリアの位相誤差によるBER特性を示す[9]。図3から、5degで0.5dB、10degで1.5dB劣化し、位相誤差が大きくなるにしたがってその特性は劣化する。位相、周波数オフセット誤差をベースバンド帯で処理することで送受信回路のワンチップ化が可能となる。本章では送受信間キャリア位相誤差を補正する手法を提案する。さらに、この回路をFPGA(Field Programmable Gate Arrays)に実装し、評価を行う。位相補償をした場合と、しない場合の $E_b/N_0$ 対BERを評価し、位相補償をすることで特性が向上することを示す。

### 3.1 ベースバンド処理位相補償回路の原理

送受信間キャリア位相オフセット誤差が存在すると、図4のようにベクトルが回転する。パケット構成はチップ同期をとるためのプリアンブル部とデータ部に分けられているので、プリアンブル部の11チップバーカー

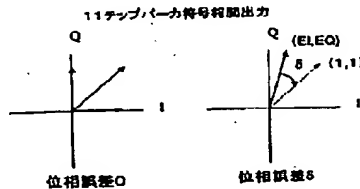


図4: キャリア位相誤差

ドの相関出力から位相誤差を抽出できる。位相誤差を抽出した後、データ部のベクトルを回転させることで位相の誤差を補正することができる。

図4のように、位相誤差 $\delta$ が存在するとき11バーカーコードの相関出力は位相 $\delta$ ずれる。位相誤差がない場合の相関出力のベクトルは(1,1)の方向なので、位相誤差 $\delta$ を回転させるための回転ベクトルを次のように求めることができる。

位相誤差を含んだ相関出力ベクトルを $(E_I, E_Q)$ とし、このベクトルを $\alpha(1,1)$ ( $\alpha$ :定数)に補正するための回転ベクトルは

$$\begin{pmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix}$$

である。よって、次の式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \alpha \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_I \\ E_Q \end{pmatrix} \quad (1)$$

よって、回転ベクトルの要素 $\cos \delta, \sin \delta$ は次のように求められる。

$$\cos \delta = \frac{\alpha(E_I + E_Q)}{E_I^2 + E_Q^2} \quad (2)$$

$$\sin \delta = \frac{\alpha(-E_I + E_Q)}{E_I^2 + E_Q^2} \quad (3)$$

変換方式をQPSKとしているので、振幅の情報を無視して定数 $\alpha$ を $\alpha = E_I^2 + E_Q^2$ とすると、回転ベクトルの要素は

$$\cos \delta = E_I + E_Q \quad (4)$$

$$\sin \delta = -E_I + E_Q \quad (5)$$

となるので、加算及び減算の簡単な計算で位相誤差の抽出が可能となる。

相関出力の位相誤差を抽出することで、位相誤差 $\delta$ を補正するための回転ベクトルが求まり、データ部の位相を補正することが可能となる。式(4),(5)の値を用いてデータ $D_I, D_Q$ は回転ベクトルを乗算され、

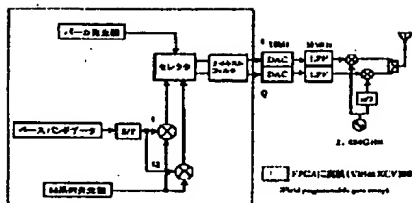


図 5: 送信機

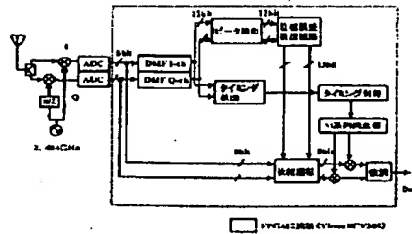


図 6: 受信機

$$\begin{pmatrix} I' \\ Q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D_I \\ D_Q \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$I' = \cos \delta \cdot D_I + \sin \delta \cdot D_Q \quad (7)$$

$$Q' = -\sin \delta \cdot D_I + \cos \delta \cdot D_Q \quad (8)$$

となる。データ ( $D_I, D_Q$ ) は、位相の補正が行われて ( $I', Q'$ ) となる。

また、10 個のプリアンブル相関出力を抽出しその変化量から周波数誤差を検出でき、周波数オフセット誤差も補償することができる。このように、プリアンブル部から位相、周波数誤差を検出することにより、絶対同期検波が可能となる。

### 3.2 送受信回路

#### 1. 送信機

図 5 に送信機のブロック図を示す。送信機モジュールは、主に 11 チップバーカー符号発生器、64 チップ直交 M 系列符号発生器、データ発生器、ルートローアップフィルタから構成される。ルートローアップフィルタにより、パケット信号は帯域制限され、符号間干渉が 0 で送信される。フィルタ仕様は、ロールオフ率 0.5、タップ数 15、入力ビット数 8 ビットとした。ベースバンド信号は、10 ビット DA コンバータによってアナログ信号にされる。プリアンブル部は、全チャネル共通としているので、データ部 1ch の電力に対して 24 倍大きい。その後、中心周波数 2484MHz でベクトル変調され、送信される。

#### 2. 受信機

図 6 に受信機のブロック図を示す。受信機モジュールは、入力ビット 8 ビット 11 チップ DMF、ピーク検出回路、8 ビット 64 チップインライン相関器、位相検出回路、位相回転回路から構成される。図 7 に位相検出回路、図 8 に位相回転回路のブロック図をそれぞれ示す。

入力信号は、同期検波後ベースバンド帯に変換され、8 ビット AD コンバータによってデジタル信号に変換される。デジタル信号はまず DMF に入力さ

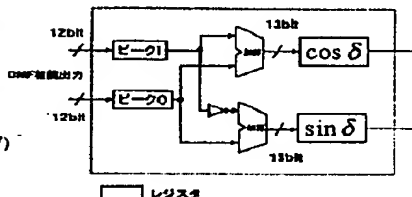


図 7: 位相誤差検出回路

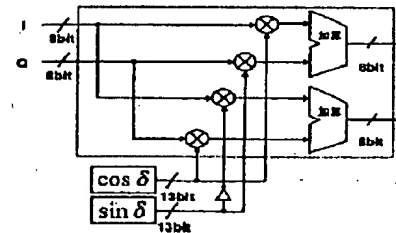


図 8: 位相回転回路

れ 11 チップバーカー符号の相関を取る。DMF の相関出力からピークを検出し、データ部の信号にタイミングを合わせて、送信部の直交 M 系列と同じ符号を掛け合わせ、インライン相関を行う。

位相補償は、位相検出及び位相回転より行われる。プリアンブル部 10 シンボルの相関出力をしきい値判定し、I, Q のピークをレジスタに保持する。レジスタに保持された I, Q のピークの値から、加算、減算回路によって、 $\cos \delta, \sin \delta$  の値が計算されレジスタにその値が保持される。このレジスタ  $\cos \delta, \sin \delta$  の値から、位相誤差を回転させるベクトルの値が決まる。位相誤差検出回路によって求められた  $\cos \delta, \sin \delta$  の値を用いて、入力信号  $D_I, D_Q$  は乗算及び加算回

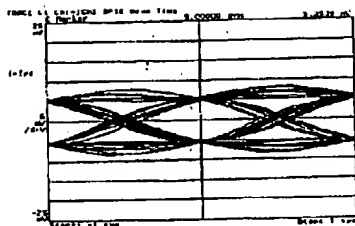


図9: ロールオフフィルタによるアイパターン

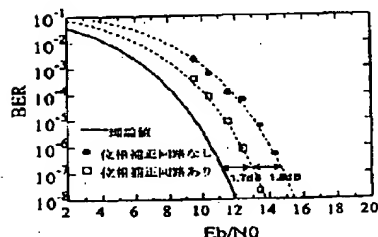


図10:  $E_b/N_0$  対 BER 特性 (実測)

路によって位相が補正される。

### 3.3 試作、評価

送受信回路ベースバンド部は、Verilog-HDL を用いて各モジュールを作成した。これを FPGA (VirtexXCV300) に実装した。

今回、送信部では 16 タップ、8 ビットの FIR フィルタを用いてロールオフフィルタによる帯域制限を行った。図 9 にロールオフフィルタによるアイパターンを示す。図 9 から、振幅の変動は見られるが、最適なサンプリングポイントにおいては、符号間干渉は見られない。よって、ロールオフフィルタによる符号間干渉 0 で帯域制限を行うことが可能であることを確認した。

実験は、位相誤差を約 25degree とし、位相誤差回路がある場合とない場合で白色雑音下における  $E_b/N_0$  対 BER 特性の測定を行った。図 10 に  $E_b/N_0$  対 BER 特性を示す。位相補償回路がない場合の特性を●、ある場合を□で示す。今回の実験より、位相補償回路によって 1.8dB の特性の向上が確認できた。よって、位相補償回路によって特性が向上されることを実証した。また、今回の実験では理論値より特性が約 1.7dB の劣化が見られた。今回シングルサンプリングとしているため、ダブルサンプリング以上にすることでこの劣化を抑えることができる。

### 4 まとめ

同期誤差の際、問題となるキャリア位相誤差を補償する回路を提案した。ダウンリンクパケット SS-CDMA 通信用送受信機のベースバンド処理部を試作し、位相補償回路がない場合とある場合で  $E_b/N_0$  対 BER 特性を評価した。その結果、位相補償回路が  $E_b/N_0$  対 BER 特性を向上させることを実証した。

今後は周波数オフセット誤差補償回路を提案、実証を行い、パケット SS-CDMA 通信用ワンチップモデムとして完成を目指す。

### 参考文献

- [1] Bluetooth Special Interest Group (SIG), "Specification of the Bluetooth system," ver.1.0B, Dec. 1999.
- [2] K.Tsubouchi and K.Masu, "Wireless multimedia: SS-CDMA technology," Proc. Int. Symp. Future of Intellectual Integrated Electron. (ISFILE), Sendai, pp.259-268, March 1999.
- [3] N.Suchiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-periodic sequences," Proc. Int. Symp. Personal Commun. (ISPC'93), Nanjing, China, pp.179-184, Oct. 1993.
- [4] S.Kameda, K.Takahashi, T.Kamata, J.S.Cha, H.Nakase, K.Masu and K.Tsubouchi, "Design and Implementation of intracell reverse link using approximately synchronised CDMA," Proc. 11th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC2000), London, UK, pp.256-260, Sept. 2000.
- [5] 坪内和夫, "スペクトル拡散技術," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, PA-3-6, 1996 年.
- [6] K.Tsubouchi and K.Masu, "Spread spectrum wireless card using 2.4GHz front-end SAW matched filter," Int. Workshop Commercial Radio Sensor and Commun. Technique, Germany, April 1997.
- [7] 元吉 克幸, 益 一敏, 坪内 和夫, "2.4GHz 帯フロントエンド SAW マatched フィルタを用いたパケット SS-CDMA 方式" 信学技報, SST98-47, pp.45-50, 1998 年 12 月.
- [8] 社団法人 電波産業会, "第2世代小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム," ARIB STD-T66, ver.1.0.
- [9] 斎藤洋一, デジタル無線通信の復習, 社団法人電気情報通信学会.

#### 複写される方へ

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外、著作権者から複写等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の転載・複製のような複写以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒107-0052 東京都港区神坂9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会  
TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail: kammeri@mah.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

#### Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

##### Except in the USA

Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)  
41-6 Akasaka 1-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan  
TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kammeri@mah.biglobe.ne.jp

##### In the USA

Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)  
222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA  
Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: http://www.copyright.com

電子情報通信学会技術研究報告 電子技報 Vol.100 No.362  
2000年10月13日 発行

IEICE Technical Report

© 電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

社団法人 電子情報通信学会 事務局長 家田 信明

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号

社団法人 電子情報通信学会 電話 (03) 3433-6691  
郵便振替口座00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers.  
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku,  
TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved and no part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopy, recording, or any information storage and retrieval system, without permission in writing from the publisher. Notwithstanding, instructors are permitted to photocopy isolated articles for noncommercial classroom use without fee.

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000001487]

1. 変更年月日 1990年 8月23日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都文京区白山5丁目35番2号

氏 名 クラリオン株式会社